

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Měření na vektorovém analyzátoru
Measurement with Vector Analyzer

2010

Bc. VLADIMÍR ZMEŠKAL

Zadání diplomové práce

Student:

Bc. Vladimír Zmeškal

Studijní program:

N2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2612T015 Elektronika

Téma:

Měření na vektorovém analyzátoru
Measurement with Vector Analyzer

Zásady pro vypracování:

1. Popište činnost vektorového analyzátoru, uveďte možnosti měření a zobrazení parametrů
2. Realizujte měření na různých typech obvodů
3. Ze získaných výsledků sestavte laboratorní úlohy

Seznam doporučené odborné literatury:

Podle pokynů vedoucího závěrečné práce

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Tomáš Pavelek, Ph.D.**

Datum zadání: 20.11.2009

Datum odevzdání: 07.05.2010

doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. Ing. Ivo Vondrák, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení

Prohlašuji, že

- jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně.
- jsem uvedl všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.
- jsem byl seznámen s tím, že na moji diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. – autorský zákon, zejména §35 – užití díla v rámci občanských a náboženských obřadů, v rámci školních představení a užití díla školního a §60 – školní dílo
- beru na vědomí, že Vysoká škola báňská – technická univerzita Ostrava (dále jen VŠB-TUO) má právo nevýdělečně ke své vnitřní potřebě diplomovou práci užít (§35 ods. 3).
- souhlasím s tím, že jeden výtisk diplomové práce bude uložen v Ústřední knihovně VŠB-TUO k prezenčnímu nahlédnutí a údaje o diplomové práci budou zveřejněny v informačním systému VŠB-TUO.
- beru na vědomí, že odevzdáním své práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, bez ohledu na výsledek její obhajoby.

V Ostravě dne

.....

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Tomáš Pavelkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Ostravě dne

.....

ABSTRAKT

Práce se zabývá měřením na vektorovém obvodovém analyzátoru R&S® ZVB4. Nejprve byla detailně popsána činnost vektorového analyzátoru, jeho ovládání, možnosti měření a zobrazení parametrů. Měření bylo provedeno ve třech částech. Nejprve byly měřeny základní obvodové prvky. Definovány byly parazitní vlastnosti působící na prvky při vysokých frekvencích. Následně byla sestrojena a změřena mikrovlnná dolní propust a později vysokofrekvenční zesilovač. U všech typů obvodů byla popsána jejich činnost a byly změřeny základní parametry. Ze získaných výsledků byla sestavena laboratorní úloha.

KLÍČOVÁ SLOVA:

Vektorový analyzátor, rozptylové parametry, mikropáskový filtr, vysokofrekvenční zesilovač

ABSTRACT

Work deal with measuring on vector network analyzer R&S® ZVB4. First was in detail described action vector analyzer, his operating, possibilities measuring and display parameters. Measuring was realized in three parts. First were to be measured basic circuit element. Defined were parasitic properties applied on elements at high frequency. Second was constructed and measured microwave lowpass filter and later high frequency amplifier. On all types of circuits was described their action and were measured basic parameters. From acquired results were to be set-up of laboratory work.

KEYWORDS:

Vector analyzer, scattering parametrs, planar filter, high frequency amplifier

Seznam použitých symbolů a zkratek

A,B	pomocné proměnné při výpočtu šířky mikropásku
A_{pdB}	zisk zesilovače [dB]
B	je šířka frekvenčního pásma[Hz]
BFP 450	mikrovlnný tranzistor
C	kapacita [F]
DC	stejnoseměrné napětí
DUT	měřené zařízení
F	šumové číslo
I_1	vstupní proud [A]
I_2	výstupní proud [A]
K	činitel stability
L	indukčnost [H]
MIO	mikrovlnný integrovaný obvod
N	typ konektoru
P_{in}	vstupní výkon [dB]
P_{out}	výstupní výkon [dB]
PO	přizpůsobovací obvod
RL	zpětný útlum [dB]
RF, vf	vysoké frekvence
S_{11}	vstupní činitel odrazu
S_{12}	přenos ve zpětném směru
S_{21}	přenos v přímém směru
S_{22}	vstupní činitel odrazu
SNR_1	je poměr výkonu signálu k výkonu šumu na vstupu zesilovače
SNR_2	je poměr výkonu signálu k výkonu šumu na výstupu zesilovače
$S_{01,2}$	směrové odbočnice
SOT 343	SMD pouzdro tranzistoru
T_0	je absolutní teplota tělesa [K]
TrL	šířka mikropáskových vedení (schematické označení) [m]
V_1	napětí na vstupu [V]
V_2	napětí na výstupu [V]
Y	admitance [S]
Y_{11}	vstupní admitance [S]
Y_{12}	zpětný přenos admitance [S]
Y_{21}	přenos admitance v přímém směru [S]
Y_{22}	výstupní admitance [S]
Z	impedance [Ω]
Z_0	charakteristická impedance [Ω]
Z_{11}	vstupní impedance [Ω]

Z_{21}	přenos impedance v přímém směru [Ω]
Z_{12}	zpětný přenos impedance [Ω]
Z_{22}	výstupní impedance [Ω]
Z_{0L}	impedance indukčního úseku mikropáskového vedení [Ω]
Z_{0C}	impedance kapacitního úseku mikropáskového vedení [Ω]
a	dopadající napěťové vlny
b	odražené napěťové vlny
f	frekvence [Hz]
h	výška substrátu [m]
j	imaginární číslo
k	je Boltzmanova konstanta [J/K]
t	tloušťka mikropáskového vedení [m]
w	šířka mikropáskového vedení [m]
Γ_g	činitel odrazu na straně generátoru
Γ_z	činitel odrazu na straně zátěže
$\text{tg } \delta$	činitel dielektrických ztrát
ϵ_r	relativní permitivita
ϵ_f	efektivní permitivita
λ	délka vlny [m]
$\mu_{1,2}$	faktory stability
$ \rho $	modul činitele odrazu
τ	dopředný přenos
ω	úhlová rychlost [s^{-1}]

Obsah

Obsah.....	1
1. Úvod.....	2
2. Vektorový obvodový analyzátor	2
2.1 RHODE & SCHWARZ ZVB4.....	4
2.1.1 Popis přístroje.....	4
2.2 Měřené veličiny	9
2.2.1 Impedanční parametry	9
2.2.2 Admitanční parametry	11
2.2.3 Rozptylové parametry, s-parametry.....	12
2.2.4 Stabilita	14
2.2.5 Vstupní činitel odrazu	15
2.2.6 Dopředný přenos	15
2.3 Druhy zobrazení	16
2.3.1 Kartézský diagram.....	16
2.3.2 Polární diagram	17
2.3.3 Smithův diagram	18
2.3.4 Formát zobrazení	21
3. Měřené prvky	22
3.1 Základní obvodové prvky.....	22
3.1.1 Měření.....	22
3.2 Mikropáskový filtr.....	29
3.2.1 Návrh a simulace	30
3.2.2 Měření.....	35
3.2.3 Zhodnocení návrhu a měření:.....	37
3.3 Vysokofrekvenční zesilovač.....	38
3.3.1 Návrh zesilovače	40
3.3.2 Měření.....	43
3.3.3 Zhodnocení návrhu a měření:.....	47
4. Závěr:	48
5. Literatura	50
6. Seznam příloh.....	51

1. Úvod

Základním smyslem této práce je měření na vektorovém obvodovém analyzátoru. Je třeba vytvořit jednoduchý popis ovládání tohoto přístroje, možností zobrazení a měření daných parametrů. Ze získaných výsledků sestavit laboratorní úlohu, kterou lze později využít.

Práce se z hlediska frekvenčního rozsahu pohybuje v pásmu mikrovln. Kde základní obvodové prvky ztrácí svůj charakter a projevují se parazitní vlivy, které souvisí především s délkou vlny přenášeného signálu. V tomto smyslu jsou vytvořeny různé typy obvodů, které jsou přímo navrženy pro toto frekvenční pásmo, jako je mikrovlnný filtr nebo vysofrekvenční zesilovač. Na těchto typech obvodů, je třeba provést základní měření, které vektorový analyzátor poskytuje.

Mikrovlnné obvodové analyzátory jsou určeny k měření vlastností mikrovlnných prvků, obvodů a celých systémů v širokém pásmu kmitočtů. V dnešní době využívají tyto analyzátory metodu měření s tzv. kmitočtovým rozmítáním i v oblasti mikrovln. Tato metoda má mnoho předností, jsou především rychlejší a díky grafickému zobrazení měřených veličin také názornější. Mikrovlnné obvodové analyzátory měří tzv. rozptylové parametry, které popisují chování elektronických obvodů v pásmu mikrovln.

2. Vektorový obvodový analyzátor

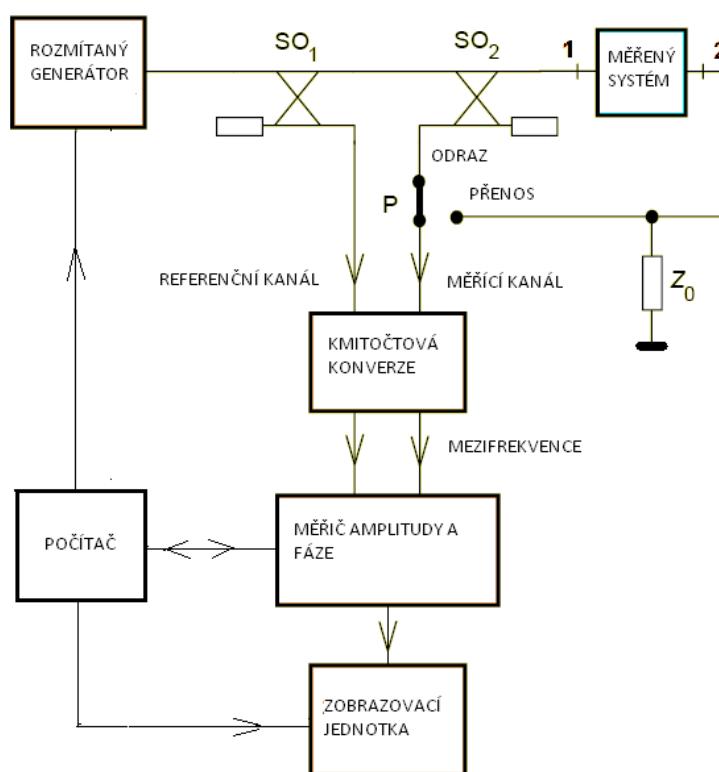
V dnešní době existují dvě konstrukční kategorie mikrovlnných obvodových analyzátorů. První z nich jsou skalární obvodové analyzátory (*Scalar Network Analyser*), které umožňují pouze skalární měření. Poskytují tedy informaci pouze o velikosti daného parametru v závislosti na kmitočtu. Univerzálnější jsou vektorové obvodové analyzátory (*Vector Network Analyser*), které umožňují měření komplexních veličin (argumentu i modulu daného parametru).[6]

Hlavními částmi mikrovlnných obvodových analyzátorů, skalárních i vektorových, které jsou společně i přes velkou odlišnost jejich konstrukce, jsou mikrovlnné generátory. Jejichž kmitočet se spojitě mění v požadovaném frekvenčním pásmu (rozmítané generátory). Dalšími důležitými obvody obvodových analyzátorů jsou obvody pro rozdělení signálu, které jsou často realizovány pomocí směrových odbočnic (směrových vazebních členů). Směrová odbočnice vzájemně odděluje signál postupující v jednom směru od signálu šířícího se v opačném směru.[6]

Základní principiální schéma vektorového obvodového analyzátoru je zobrazeno na obr.2.1 kde SO_1 je směrová odbočnice, která odděluje část přímé vlny od referenčního kanálu a společně se signálem z měřícího kanálu je tato vlna přivedena do směšovače. Ve kterém jsou signály převedeny na nižší kmitočet a oba signály jsou zpracovány vektorovým voltmetrem. Na výstupu z vektorového voltmetru jsou údaje o jejich velikosti a vzájemné fázi. Kmitočtová konverze je zde velmi důležitá, neboť přímá realizace fázově citlivého voltmetru pracujícího na mikrovlnných kmitočtech je prakticky nemožná. Údaje z vektorového voltmetru mohou být zobrazeny na obrazovce přímo, nebo jsou korigovány a nejprve digitalizovány a potom až zobrazeny.[6]

Chyby měření vektorovým obvodovým analyzátozem, lze dle příčin jejich vzniku rozdělit do dvou skupin: chyby mikrovlnné části a chyby elektronické obvodové části. Nejprve chyby mikrovlnné, kde mezi základní chybové zdroje patří konečná směrovost použitých směrových odbočnic, nedokonalé bezodrazové přizpůsobení výstupní brány měřeného obvodu a nedokonalost použitých mikrovlnných přepínačů. Tyto chyby lze počítačově velmi efektně korigovat, ale za cenu zdoluhavějšího a komplikovanějšího postupu kalibrace.

Chyby vyvolány nedokonalostmi složité elektroniky. Základními chybovými zdroji jsou obvody kmitočtové konverze. Tyto chyby jsou především nelineární, tedy nejsou plně odstranitelné kalibrací ani počítačovou korekcí. [6]



Obr. 2.1 Principiální schéma vektorového obvodového analyzátoru [6]

2.1 RHODE & SCHWARZ ZVB4

Tato práce je zaměřena na práci s vektorovým obvodovým analyzátozem *ZVB4* od firmy *RHODE & SCHWARZ*. Jedná se o moderní univerzální měřicí přístroj pracující ve frekvenčním rozsahu od 300 kHz až do 4 GHz. Může měřit jak pasivní tak i aktivní prvky. Tento přístroj umožňuje přivést měřený signál současně na dva testovací porty přístroje. Toto technické řešení umožňuje realizovat i paralelní měření a významně usnadňuje vlastní provedení dalších náročnějších měření. Jde o ideální volbu jak pro vývojové, tak i výrobní aplikace.

Vybrané technické parametry *R&S ZVB4*:

- *Dynamický rozsah více než 123dB*
- *Power sweep rozsah >50dB*
- *Vysoká rychlost měření <4.5ms*
- *Doba přepnutí mezi kanály <1ms*
- *Doba datového přenosu <0.7ms*
- *Výstupní výkon testovacího portu >50dB*
- *operační systém Windows XP*
- *Možná odchylka jmenovitého napětí: $\pm 10\%$*
- *Možná odchylka jmenovité frekvence: $\pm 5\%$*

2.1.1 Popis přístroje



Obr. 2.2 Čelní strana analyzátoru R&S ZVB4



Obr. 2.3 Zadní strana analyzátoru R&S ZVB4

Přední panel přístroje

Čelní panel vektorového síťového analyzátoru *R&S ZVB4* je rozdělena do několika oblastí. Obsahující VGA displej s takzvanými tlačítky *Softkey*, s proměnnými funkcemi závislými na prováděné operaci, která zpřístupňují při měření možnosti např.: v jakém diagramu se mají měřená data zobrazovat. Druhými tlačítky jsou tzv. *Hardkey*, s přesně definovanou funkcí (od displeje vpravo). Dole se nachází oblast s testovacími porty. Popis jednotlivých tlačítek a dalších důležitých ovládacích prvků jsou uvedeny na dalších stránkách.

Přední panel také ještě obsahuje disketovou jednotku (3,5"), USB konektory pro připojení periférií, tlačítko pro vypnutí/zapnutí přístroje (*STANDBY KEY*) a rotační tlačítko (*ROTARY KNOB*) pro plynulé zvyšování/snižování numerických hodnot. [5]

Popis tlačítek

Tato ovládací tlačítka jsou rozdělena do několika sekcí, podle jejich funkce. Na *Setup Keys* (TRACE, CHANNEL, DISPLAY a SUPPORT), *Navigation Keys* (NAVIGATION), *Data Entry Keys* a na *Standby Key*.



Obr. 2.4 Sekce TRACE

SETUP KEYS

TRACE, tato sekce tlačítek představuje nástroj k ovládání a měření pomocí přístroje, k výběru a úpravě výsledných průběhů. Obsahuje funkce ovládání kurzorů hledání hodnot atd.

MEAS, vybírá oblast dat pro měření a zobrazení.

FORMAT, definuje, jak jsou měřená data prezentovaná na displeji.

SCALE, definuje aktuální průběh měřené veličiny vzhledem k celkovému grafu.

TRACE SELECT, poskytuje funkce k ovládání grafů.

LINES, definuje limitní meze grafu

TRACE FUNCT, ukládá průběhy měřených hodnot do paměti a vykonává matematické operace s nimi.

MARKER, nastavuje pozici kurzorů na vybrané křivce, nastavuje jejich vlastnosti zobrazení a odečítání dat.

SEARCH, pomocí kurzorů lokalizuje hledané body na zvolené křivce.

MARKER FUNCT, definuje časový rozsah, na stupnici grafu pomocí aktivního kurzoru.



Obr. 2.5 Sekce CHANNEL



Obr. 2.6 Sekce DISPLAY



Obr. 2.7 Sekce SYSTÉM



Obr. 2.8 Sekce SUPPORT

CHANNEL, tato sekce zpřístupňuje veškerá nastavení kanálů a poskytují různé ovládací funkce.

START CENTER a **STOP SPAN**, definují kmitočtový rozsah grafu.

POWER BW AVG, nastavuje parametry vnitřního zdroje.

SWEEP, definuje rozsah měření.

MODE, otvírá nabídku nastavení testovacích portů.

CHAIN SELECT, funkce ovládající a aktivující jednotlivé kanály.

CAL, poskytuje funkce nutné pro kalibrování přístroje.

OFFSET, posunuje rovinu měření.

DISPLAY, tato tlačítka ovládají veškerá nastavení displeje a všechny funkce pro aktivování, modifikování a upravování oblastí grafu.

AREA SELECT, tvoří, maže a aktivuje oblasti grafu.

DISLPAY CONFIG, provádí řazení křivek v jednom grafu a uspořádání grafů v aktivním okně.

SYSTÉM, zde se provádějí hlavní systémová nastavení přístroje.

SAVE, ukládá specifické aktuální nastavení systému do souboru.

RECALL, nahrává uložené nastavení systému.

SYSTÉM CONFIG, otvírá nabídku hlavních systémových nastavení.

PRESET, definuje tovární nebo uživatelské nastavení přístroje.

MEAS WIZARD, vyvolá průvodce nastavení měření.

PRINT, ukládá a tiskne zobrazené průběhy na displeji.

SUPPORT, tuto sekci tlačítek lze dělit na dvě skupiny. Ta první slouží pro přehodnocení operací, znovu získání informací o přístroji a nalezení pomoci.

UNDO, vyvolává zpět předchozí operace.

INFO, zobrazuje tabulku o aktuálním nastavení systému.

HELP, on-line pomoc.

Druhou skupinou v této sekci jsou tlačítka, které řídí grafické uživatelské rozhraní.

MENU, nastavuje kurzor k první položce v nabídce aktivní aplikace vektorového analyzátoru, pokud není otevřen žádný dialog. Tato menu jsou rovnocenná s tlačítky tzv. **SOFTKEY** a poskytují rychlý přístup k veškerým funkcím přístroje.

Okno systému windows vyvolává nabídku start.



Obr. 2.9 Sekce NAVIGATION

NAVIGATION KEYS

Tato tlačítka, jsou určena pro pohyb a navigaci na displeji nebo v režimu nápovědy. Zpřístupňují ovládání aktivních prvků. Pohybují kurzorem tak, jak je naznačeno na obrázku klávesnice. Jejich ovládání je intuitivní.



Obr. 2.10 Sekce Data Entry

DATA ENTRY, pomocí těchto tlačítek se do přístroje zadávají čísla a volí se jednotky veličin potřebné k měření.

Testovací porty (*test ports*)

Vektorový obvodový analyzátor *R&S ZVB4* je vybaven dvěma testovacími porty, označenými čísly. (Obr. 2.11). Tyto porty slouží jako vysokofrekvenční výstupy testovacích signálů a jako vysokofrekvenční vstupy měřených signálů z DUT (*device under test*). Pro jednoportová měření (zejména měření odrazu), je možné generovat signál a zároveň měřit. Dvouportová měření podporují všechna měření parametrů popisující dvojbranové systémy a také paralelní měření. [4]



Obr. 2.11 Označení portů

Na obr. 2.12 vidíme tři LED diody, které jsou nad každým testovacím portem. Tyto diody signalizují, v jakém se zrovna daný testovací port nachází režimu.

Při signalizaci **žlutou** barvou, je testovací port v režimu zdroje signálu.

Při signalizaci **zelenou** barvou, je testovací port v obousměrné komunikaci (zdroj i přijímač).

Při signalizaci **modrou** barvou, je testovací port nastaven jako přijímač měřeného signálu.



Obr. 2.12 LED signalizace režimu portů

Zadní strana přístroje

Na zadní straně přístroje najdeme především konektory pro připojení různých rozhraní. Dále zde můžeme nalézt síťové přívody.

Paralelní rozhraní, umístěné v pravém spodním rohu přístroje. Toto rozhraní umožňuje především připojení tiskárny, ale také dalších externích zařízení.

VGA, rozhraní umístěné v pravém spodním rohu sloužící pro připojení externího monitoru.

LAN, které umožňuje připojit přístroj do sítě LAN pomocí dvou konektorů (RJ-45) s označením LAN1 a LAN2.

IEC sběrnice, která je připojená GPIB rozhraním (dle standardu IEEE 488 / IEC 625).

USB, jde o sériové rozhraní typu A. Jde o velmi univerzální prostředí, které se využívá pro připojení mnoha druhů zařízení, především myši, klávesnice a flash disků.

DC MEAS, obsahující dva vstupy pro DC měření, určené pro jiné specifikace napětí.

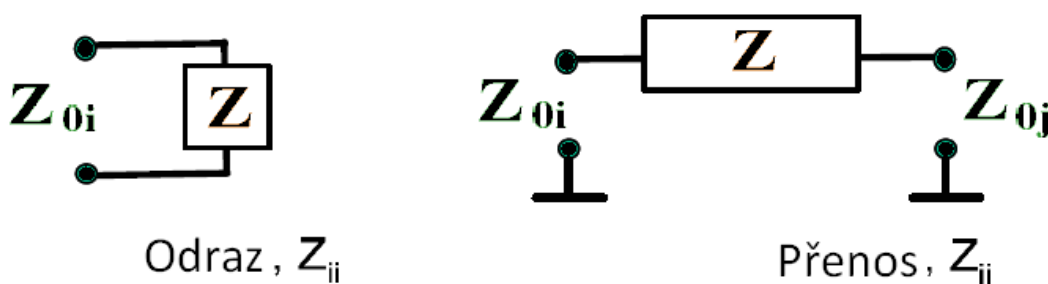
10 MHz REF, sloužící jako vstup/výstup pro referenční hodinový signál o frekvenci 10MHz.

USER CONTROL, užívá se jako vstup/výstup pro nízké napětí.

2.2 Měření veličiny

2.2.1 Impedanční parametry

Vektorový obvodový analyzátor poskytuje měření mnoha parametrů, nebo přímo jejich transformaci z parametru jiného. Nejdetailněji jsem se zabýval tzv. rozptylovými parametry (viz. 2.2.3), které analyzátor měří přímo a v mé práci je využívám nejčastěji. Dalšími parametry, jež analyzátor poskytuje, jsou Impedanční (*Z- Impedance Parametrs*). Jde vlastně o komplexní poměr mezi napětím a proudem. Jejich jednotlivé grafické znázornění pro měření na jednobranu je na obr.2.13a.) měření odrazu a na obr.2.13b.) měření přenosu.[4]



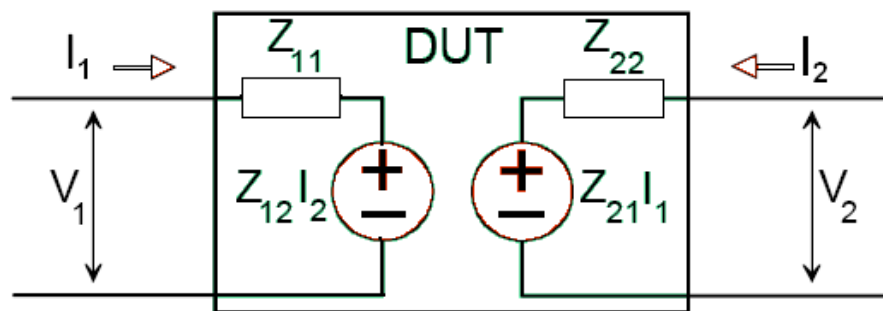
Obr. 2.13 Z-parametry pro měření odrazu a přenosu jednobranu

Vektorový analyzátor tyto parametry měří dvěma na sobě nezávislými způsoby. Tím prvním je přepočet přímo z příslušného změřeného *s-parametru*. Měří se tím jednotlivé impedanční parametry pro měření na jednobranu. Přepočtové vztahy pro *Z-parametry* a *s-parametry*, pro měření jednobranu:

$$Z_{ii} = Z_{0i} \frac{1 + s_{ii}}{1 - s_{ii}}; \quad [2.1]$$

$$Z_{ij} = 2 \cdot \frac{\sqrt{Z_{0i} \cdot Z_{0j}}}{s_{ij}} - (Z_{0i} + Z_{0j}) \quad i \neq j; \quad [2.2]$$

Druhým způsobem je přímé měření *Z-parametrů* u dvoubranů, které nejlépe popisuje obr. 2.14 symbol *DUT* (*device under test*) zde představuje měřené zařízení.



Obr. 2.14 Z-parametry dvoubranu

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2; \quad [2.3]$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2; \quad [2.4]$$

Definice jednotlivých parametrů:

$$Z_{11} = \left(\frac{V_1}{I_1} \right)_{I_2=0}; \quad \text{vstupní impedance} \quad [2.5]$$

Z_{11} jde o vstupní impedanci, která je definována jako poměr mezi V_1 a I_1 (pro měření s $I_2=0$).

$$Z_{21} = \left(\frac{V_2}{I_1} \right)_{I_2=0}; \quad \text{přenos impedance v přímém směru} \quad [2.6]$$

Z_{21} jde o přenos impedance v přímém směru, která je popsána jako poměr mezi V_2 a I_1 (pro měření s $I_2=0$).

$$Z_{12} = \left(\frac{V_1}{I_2} \right)_{I_1=0}; \quad \text{přenos impedance ve zpětném směru} \quad [2.7]$$

Z_{12} jde o přenos impedance ve zpětném směru, která je popsána jako poměr mezi V_1 a I_2 (pro měření s $I_1=0$).

$$Z_{22} = \left(\frac{V_2}{I_2} \right)_{I_1=0}; \quad \text{výstupní impedance} \quad [2.8]$$

Z_{22} jde o výstupní impedanci v přímém směru, která je popsána jako poměr mezi V_2 a I_2 (pro měření s $I_1=0$).

2.2.2 Admitanční parametry

Admitanční parametry (*Y- Admittance Parameters*), jedná se o další skupinu parametrů, jež je schopen obvodový vektorový analyzátor měřit. Ve skutečnosti jde prakticky jen o převrácené hodnoty impedančních parametrů (*Z-params*), které byly dostatečně popsány výše. I způsob měření je analogický.[4]

Přepočtové vztahy pro měření parametrů jednobranu pro rozptylové, admitanční a impedanční parametry:

$$Y_{ii} = \frac{1}{Z_{0i}} \frac{1 - s_{ii}}{1 + s_{ii}} = \frac{1}{Z_{ii}}; \quad [2.9]$$

$$Y_{ij} = \frac{s_{ij}}{2 \cdot \sqrt{Z_{0i} \cdot Z_{0j}} - s_{ij} \cdot (Z_{0i} + Z_{0j})} = \frac{1}{Z_{ij}} \quad i \neq j; \quad [2.10]$$

Definice jednotlivých admitančních parametrů pro měření dvoubranu:

$$Y_{11} = \left(\frac{I_1}{U_1} \right)_{U_2=0} \quad \text{vstupní admittance} \quad [2.11]$$

Y_{11} je vstupní admittance při výstupu nakrátko ($U_2 = 0$).

$$Y_{12} = \left(\frac{I_1}{U_2} \right)_{U_1=0} \quad \text{přenos admittance ve zpětném směru} \quad [2.12]$$

Y_{12} je vlastně zpětnovazební admittance při vstupu nakrátko ($U_1 = 0$).

$$Y_{21} = \left(\frac{I_2}{U_1} \right)_{U_2=0} \quad \text{přenos admittance v přímém směru} \quad [2.13]$$

Y_{21} je přenos admittance v přímém směru při výstupu nakrátko ($U_2 = 0$).

$$Y_{22} = \left(\frac{I_2}{U_2} \right)_{U_1=0} \quad \text{výstupní admittance} \quad [2.14]$$

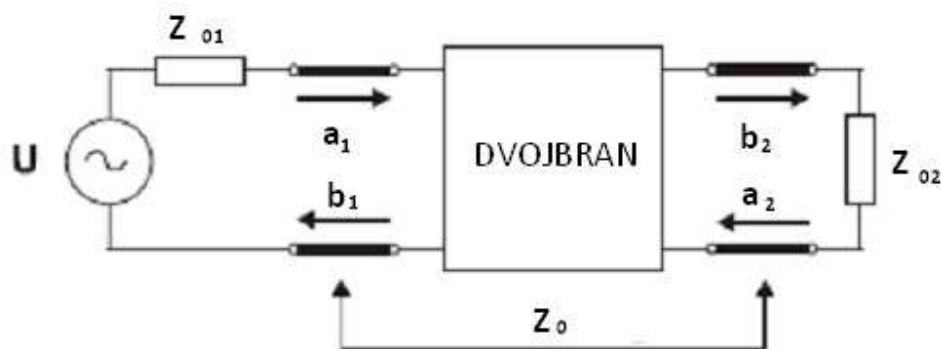
Y_{22} je výstupní admittance při vstupu nakrátko ($U_1 = 0$).

2.2.3 Rozptylové parametry, s-parametry

Admitanční a impedanční parametry lze použít pouze do kmitočtů 300MHz. Při vyšších kmitočtech se již používají pouze rozptylové parametry (*scattering parametrs*), definované pro impedanční přizpůsobení na vstupu i výstupu. U ostatních parametrů by bylo nutné realizovat stavy naprázdno, což je ve vf technice prakticky nemožné.

Při konstrukci a měření vícebranů v oblasti vysokofrekvenční techniky je měřený obvod zakončován charakteristickou impedancí systému Z_0 . Takové zakončení je i na vysokých frekvencích přesně definované, je širokopásmové a je odporové (podporuje stabilitu měřených obvodů). Pro tyto výhodné podmínky při měření, byly zavedeny rozptylové parametry. [4,7]

Definice rozptylových parametrů pro dvojbranu. Měřený dvojbran se předpokládá zapojený do měřicího systému přes vedení s charakteristickou impedancí Z_0 , který je napájen zdrojem napětí U s vnitřní impedancí Z_{01} , je charakterizován dopadajícími napěťovými vlnami (označeny symbolem „ a “) a odraženými napěťovými vlnami (označeny symbolem „ b “). Popsané vlny se vytvářejí na vedení o charakteristické impedanci Z_{01} . Dvojbran má na zátěži impedanci Z_{02} . Příslušné indexy označují vlny na vstupu dvojbranu (index „1“) a na jeho výstupu (index „2“). [4,7]



Obr. 2.15 Rozptylové parametry dvojbranu

Soustava lineárních rovnic popisující dvojbran jsou:

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{aligned} \quad [2.15]$$

Z těchto rovnic vyplývají vztahy pro rozptylové parametry dvojbranu:

$$s_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0} \quad \text{vstupní činitel odrazu.} \quad [2.16]$$

Rozptylový parametr s_{11} je vstupním činitelem odrazu, na výstupu je dvojbran dokonale přizpůsoben $Z_{02}=Z_0$ tedy $a_2=0$.

$$s_{12} = \left(\frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0} \quad \text{přenos ve zpětném směru.} \quad [2.17]$$

Rozptylový parametr s_{12} je zpětný přenos, tedy z jeho výstupu na vstup. Na vstupu je dvojbran dokonale přizpůsoben $Z_{01}=Z_0$ tedy $a_1=0$.

$$s_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0} \quad \text{přenos v přímém směru.} \quad [2.18]$$

Rozptylový parametr s_{21} je dopředný přenos, tedy od zdroje k zátěži. Na výstupu je dvojbran dokonale přizpůsoben $Z_{02}=Z_0$ tedy $a_2=0$.

$$s_{22} = \left(\frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0} \quad \text{výstupní činitel odrazu.} \quad [2.19]$$

Rozptylový parametr s_{22} je výstupním činitelem odrazu. Na vstupu je dvojbran dokonale přizpůsoben $Z_{01}=Z_0$ tedy $a_1=0$.

Rozptylové parametry jsou komplexní bezrozměrná čísla. Určená pracovním bodem, kmitočtem, teplotou a charakteristickou impedancí Z_0 . Parametry s_{11} a s_{22} se zakreslují do Smithova diagramu. Rozptylové parametry jsou jinou formou popisu parametrů, než jsou například Y -admitanční nebo Z -impedanční parametry. Je tedy možné je vzájemně přepočítávat. [7]

$y_{11} = \frac{(1-s_{11})(1+s_{22})+s_{12}s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$	$s_{11} = \frac{(1-y_{11})(1+y_{22})+y_{12}y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22})-y_{12}y_{21}}$
$y_{12} = \frac{-2s_{12}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$	$s_{12} = \frac{-2y_{12}}{(1+y_{11})(1+y_{22})-y_{12}y_{21}}$
$y_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$	$s_{21} = \frac{-2y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22})-y_{12}y_{21}}$
$y_{22} = \frac{(1+s_{11})(1-s_{22})+s_{12}s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$	$s_{22} = \frac{(1+y_{11})(1-y_{22})+y_{12}y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22})-y_{12}y_{21}}$

Tab. 1.1 Přepočtové vztahy rozptylových a admitančních parametrů [7]

2.2.4 Stabilita

Využívá se především při měření zesilovačů. Ty totiž mají vlastnost, že se v jistých provozních stavech stávají nestabilními. Což může způsobit oscilaci zesilovače (nechtěné rozkmitání zesilovače). Nežádoucí kmity jsou takové, co nesouvisejí se základním kmitočtem. Stabilita se popisuje jako schopnost zesilovače nevytvářet tyto rušivé kmity.

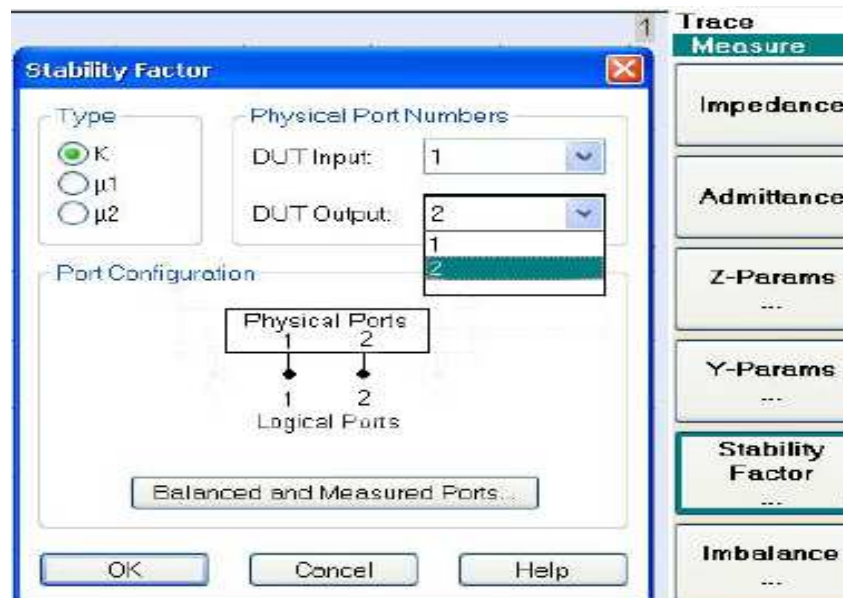
Lineární obvod je absolutně stabilní, jestli žádná kombinace zdroje či zátěže nemůže způsobit v obvodu nežádoucí kmity. Obvod může být také potenciálně nestabilní. To znamená, že je obvod stabilní, pokud jeho vstupy nebo výstupy zůstanou dokonale impedančně přizpůsobeny. Vektorový analyzátor rozlišuje tři druhy faktorů stability K , μ_1 a μ_2 . Následující vztahy popisují jejich výpočet ze změřených rozptylových parametrů:

$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21}|^2}{2 \cdot |s_{12} \cdot s_{21}|}; \quad [2.20]$$

$$\mu_1 = \frac{1 - |s_{11}|^2}{|s_{22} - \overline{s_{11}} \cdot (s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21})| + |s_{12} \cdot s_{21}|}; \quad [2.21]$$

$$\mu_2 = \frac{1 - |s_{22}|^2}{|s_{11} - \overline{s_{22}} \cdot (s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21})| + |s_{12} \cdot s_{21}|}; \quad [2.22]$$

Symbol K zde představuje činitele stability. Systém je absolutně stabilní pokud platí $K > 1$. Symboly μ_1 a μ_2 , jsou tzv. faktory stability (*factors stability*), které také poskytují dostatečnou podmínku pro absolutně stabilní systémy (μ_1 nebo $\mu_2 > 1$). Tyto faktory dávají náhled do stability, nebo případné nestability měřeného systému. Příklad měření faktorů stability je zobrazen na obr.2.16. [4]



Obr. 2.16 Měření činitele stability na ZVB4

2.2.5 Vstupní činitel odrazu

Dokonale impedančně přizpůsobený obvod, který se ve vysokofrekvenční technice především charakterizuje pomocí činitele odrazu. Jde o poměr amplitudy odražené vlny k amplitudě přímé vlny. Který je obecně definován vztahem:

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}; \quad [2.23]$$

Kde Z_0 je charakteristická impedance vedení a Z je impedance na vstupu nebo výstupu daného vedení.

Naopak impedanci je možno vypočítat dosazením do vztahu:

$$Z = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}; \quad [2.24]$$

Činitel odrazu je obvodovými analyzátory zejména vyjadřován v logaritmické míře v [dB] jako tzv. zpětný útlum RL (*Return Loss*):

$$RL = 20 \cdot \log|\Gamma|; \quad [2.25]$$

Výše popsany parametr se ve vektorových analyzátorech měří jako rozptylový parametr s_{11} . [6]

2.2.6 Dopředný přenos

Popisuje přenosové vlastnosti měřeného systému mezi jeho vstupem a výstupem.

$$\tau = \frac{\overleftarrow{u_2}}{u_1}; \quad [2.26]$$

Modul přenosu $|\tau|$ je především popisován v [dB] jako útlum (pasivního dvojbranu), nebo zisk (aktivního dvojbranu). Argument přenosu vyjadřuje fázový posuv výstupního signálu oproti signálu vstupnímu. Výše popsany parametr se ve vektorových analyzátorech měří jako rozptylový parametr s_{21} . [6]

2.3 Druhy zobrazení

Vektorový obvodový analyzátor ZVB4 umožňuje, měřená data zobrazovat v mnoha rozličných typech grafů, přesně dle typu měření a požadavcích na zobrazovaný parametr. Pro správné měření je důležité volit vhodný graf. Analyzátor využívá následující druhy grafických zobrazení:

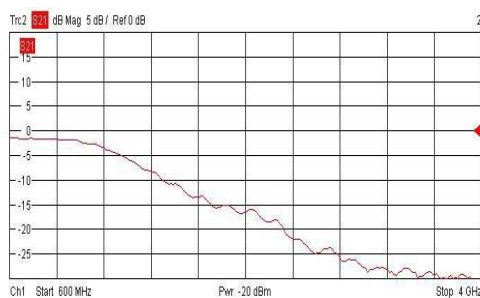
Kartézský diagram (*cartesian diagrams*), který se používá pro všechny formáty zahrnující konverzi měřených dat do skutečné velikosti. Tedy pro měření zisku, útlumu, fáze atd.

Polární diagram (*polar diagrams*), užívaný pro zobrazení komplexních veličin vektorů, v jednom průběhu.

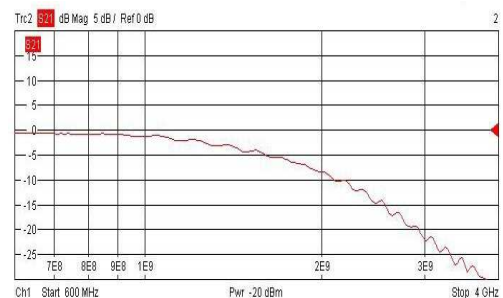
Smithův diagram (*smith char*), zobrazuje komplexní veličiny podobně jako u polárního diagramu, ale s kružnicemi složek reálné a imaginární části impedance, nebo admitance pro admitanční model smithova diagramu (*inverted smith char*).

2.3.1 Kartézský diagram

Jde o pravoúhlé grafy, které zobrazují skalární veličiny jako funkce proměnných (kmitočet, čas, atd.). Proměnné veličiny jsou především zobrazeny na vodorovné (ose x) s lineárním nebo logaritmickým měřítkem. Měřená data se zobrazují na svislé (ose y). Stupnice svislé osy je lineární se stejně vzdálenými mřížkovými čarami, ačkoli měřené hodnoty mohou být získané z nelineárních převodů. Příklady kartézského zobrazení pro obr.2.17a.) s lineární osou x a pro obr.2.17b.) s logaritmickou osou x .



a.)



b.)

Obr. 2.17 Příklad zobrazení v kartézském grafu pro
a.) lineární osu x b.) logaritmickou osou x

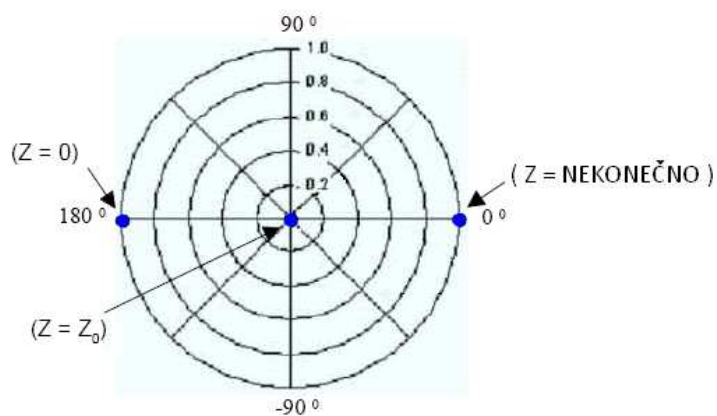
Výsledky měření, které mají být zobrazeny v grafu lze rozdělit na dvě skupiny. Na komplexní veličiny (s-parametry, impedance, atd.) a na reálné (DC měření). V tab. 2.2 jsou zobrazeny vztahy pro výpočet hodnot, které mají být zobrazeny v kartézských grafech, z komplexních hodnot ($z = x + jy$). [4]

Formát průběhu	Vzorec
dB Mag	$ z = \sqrt{x^2 + y^2}$ $\text{dB Mag}(z) = 20 * \log z \text{ dB}$
Lin Mag	$ z = \sqrt{x^2 + y^2}$
Fáze	$\phi(z) = \arctan(y/x)$
Real	$\text{Re}(z) = x$
Imag	$\text{Im}(z) = y$
Zpoždění	$-d\phi(z) / d\omega \quad (\omega = 2\pi * f)$

Tab. 2.2 Přepočtové vztahy komplexních parametrů

2.3.2 Polární diagram

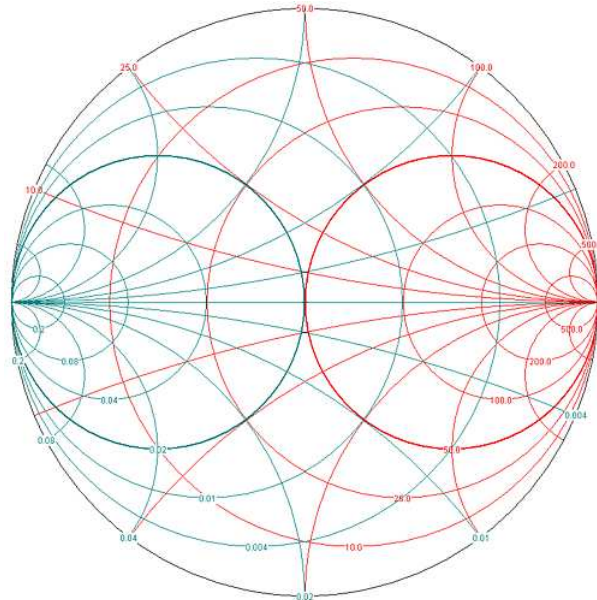
Další možnost zobrazení měřených dat, je v polárním diagramu (obr. 2.18). Zde se zobrazují měřená data v komplexní rovině na horizontální reálné ose a vertikální imaginární ose. Mřížka odpovídá bodům, které se rovnají velikosti amplitudy a fáze. Odpovídající Velikost amplitudy odpovídá vzdálenosti od středu diagramu. Body se stejnou velikostí amplitudy jsou umístěné na kruzích. Fáze je dána úhlem vycházející z kladné vodorovné osy. [4]



Obr. 2.18 Polární diagram

2.3.3 Smithův diagram

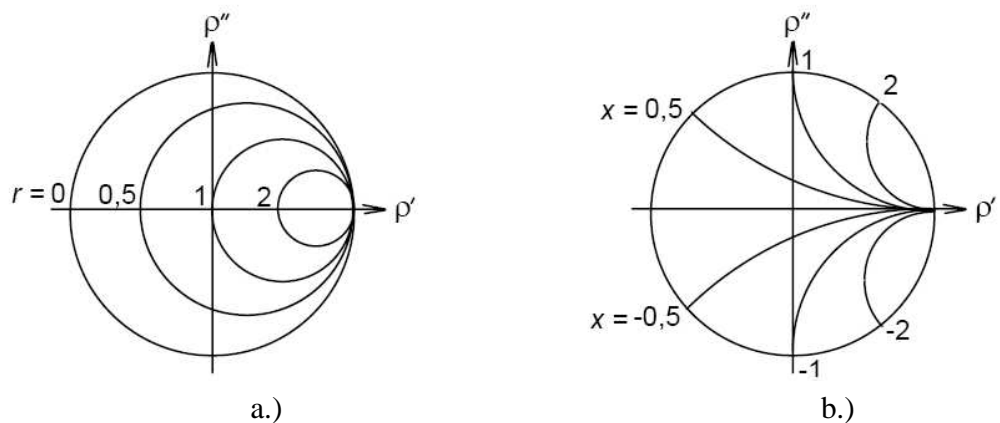
Jde o kruhový diagram navržený *Smithem*, který slouží jako geometrická interpretace transformace na vedení, koeficientu odrazu při změně referenční roviny. Na rozdíl od polárního diagramu není lineární.



Obr. 2.19 Smithův diagram

Základní charakteristika Smithova diagramu:

- grafické znázornění závislosti činitele odrazu na impedanci
- impedance je v diagramu vynesena pomocí parametrických čar
- činitel odrazu ρ je vektor jdoucí z počátku do bodu, dané impedance

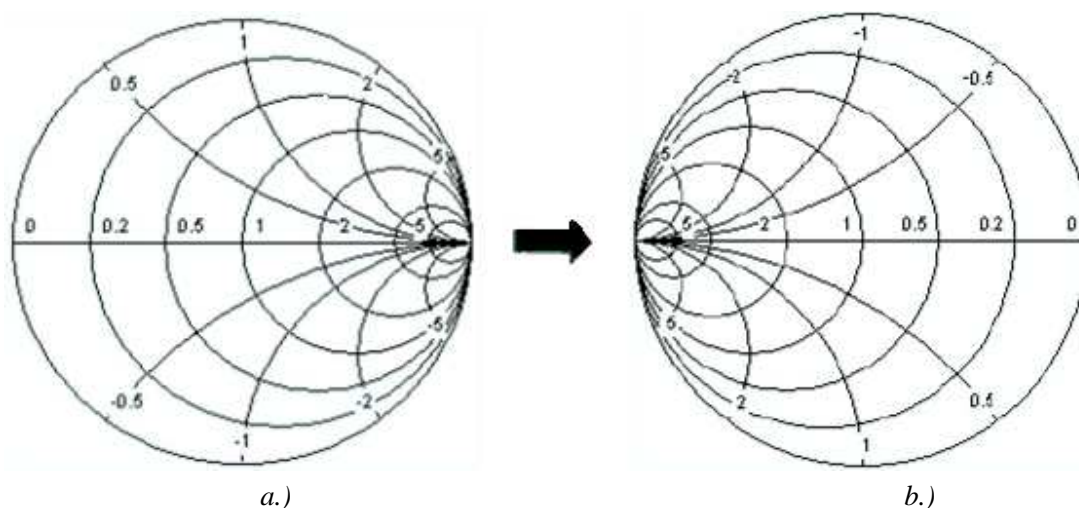


Obr. 2.20 Kružnice složek impedance na smithově diagramu
a.) reálná složka b.) reaktance

Diagram je rozdělen na dvě poloviny vodorovnou přímkou. Kterýkoliv bod na této přímce má pouze reálnou - odporovou složku, bez složky reaktanční. Horní polovina diagramu nad touto přímkou vyjadřuje kladnou reaktanci (indukční charakter), spodní polovina zápornou reaktanci (kapacitní charakter). Veličiny ve Smithově diagramu jsou vyneseny v poměrných hodnotách. Délka vedení je vztažena k vlnové délce. Impedance jsou ve Smithově diagramu vztaženy na charakteristickou impedanci vedení Z_0 . [2,8]

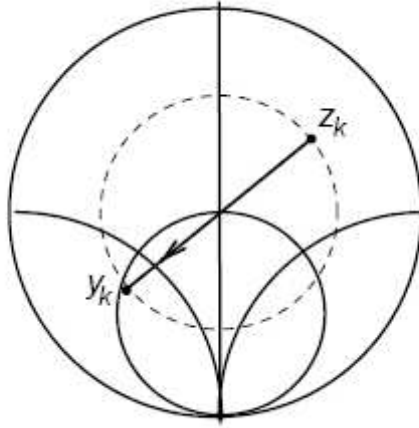
Konstrukci smithova diagramu určují následující vlastnosti:

- střední vodorovná osa odpovídá nulové reaktanci
- střed diagramu představuje $Z/Z_0=1$, což se značí jako referenční impedance (nulový odraz).
- vnější kruh odpovídá nulové reálné složce impedance (čistě imaginární)
- body mimo vnější kruh označují aktivní komponenty.
- horní polovina diagramu určuje induktivní složky a spodní polovina kapacitní složky



Obr. 2.21 Smithův diagram
a.) impedanční b.) admitanční

Rozdělujeme dva druhy Smithových diagramů admitančí a impedanční (obr. 2.21). Vzájemný převod impedance a admitance je možno velmi snadno provést pomocí Smithova diagramu. Protože admitance je rovna $Y = 1/Z$ (obr. 2.22).



Obr. 2.22 Převod impedance na admitanci ve smithově diagramu

Smithův diagram lze využít pro zobrazení rozptylových parametrů (s_{11} a s_{22}). Komplexní veličiny lze převést na impedanci dle následujících vzorců:

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}; \quad [2.27]$$

Díky této vlastnosti, lze vypočítat reálnou a imaginární složku impedance, kterou lze ve Smithově diagramu zobrazit.

$$R = \operatorname{Re}\left(\frac{Z}{Z_0}\right) = \frac{1 - \operatorname{Re}(\rho)^2 - \operatorname{Im}(\rho)^2}{[1 - \operatorname{Re}(\rho)^2] + \operatorname{Im}(\rho)^2}; \quad [2.28]$$

$$X = \operatorname{Im}\left(\frac{Z}{Z_0}\right) = \frac{2 \cdot \operatorname{Im}(\rho)}{[1 - \operatorname{Re}(\rho)^2] + \operatorname{Im}(\rho)^2}; \quad [2.29]$$

Výše uvedené vztahy platí pro impedanční Smithův diagram, pro admitanční diagram jsou vztahy analogické. Pro úplnost je uvádím také.

$$G = \operatorname{Re}\left(\frac{Y}{Y_0}\right) = \frac{1 - \operatorname{Re}(\rho)^2 - \operatorname{Im}(\rho)^2}{[1 - \operatorname{Re}(\rho)^2] + \operatorname{Im}(\rho)^2}; \quad [2.30]$$

$$B = \operatorname{Im}\left(\frac{Y}{Y_0}\right) = \frac{-2 \cdot \operatorname{Im}(\rho)}{[1 - \operatorname{Re}(\rho)^2] + \operatorname{Im}(\rho)^2}; \quad [2.31]$$

2.3.4 Formát zobrazení

Vektorový obvodový analyzátor dovoluje pouze určité kombinace měřené veličiny a grafu, ve kterém se bude tato veličina zobrazovat. Je velmi důležité si při výběru grafu uvědomit, jestli se teoreticky k vybrané veličině hodí. Bude-li jí tedy vhodně graficky prezentovat.

Pro zobrazení rozptylových parametrů se hodí všechny výše popsané grafy, záleží tedy pouze na uživateli, jakou formu prezentace měřených výsledků zvolí.

Problém nastává při zobrazení *Z-parametrů* a *Y-parametrů*, které se obecně zobrazují pouze v kartézském diagramu s lineární vodorovnou osou nebo v polárním diagramu.

Při měření stability a DC měřeních je vhodné použít pouze lineární kartézský diagram. Tab. 2.3 zobrazuje přehledy o doporučených formátech zobrazení nejčastěji měřených parametrů.

	s - parametry	Z - parametry, Y - parametry, Impedance, Admittance
Lin Mag	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/> (default for Z-parameter , Y-parameter , impedances, admittances)
dB Mag	<input checked="" type="checkbox"/> (default)	<input checked="" type="checkbox"/>
Fáze	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Real	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Imag	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
Smith	<input checked="" type="checkbox"/> měření odrazu s_{11}	–
Polar	<input checked="" type="checkbox"/>	–
Inverted Smith	<input checked="" type="checkbox"/> měření odrazu s_{11}	–

Tab. 2.3 tabulka doporučených formátů zobrazení

Poznámka *default* v tabulce značí, že graf bude automaticky spuštěn, při měření daného parametru. Formát zobrazení lze při měření pohodlně měnit. Slouží k tomu tlačítko *FORMAT* na předním panelu přístroje.[4]

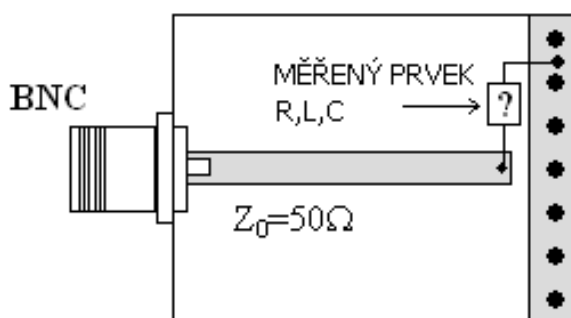
3. Měření prvků

3.1 Základní obvodové prvky

Ideální základní obvodové prvky se nazývají rezistor, kapacitor a induktor. Ideální znamená, že jsou popsány pouze jedním parametrem. Reálné prvky, ale mají vedle jednoho ideálního parametru také parametry parazitní. Existuje mnoho faktorů, které ovlivňují vlastnosti těchto prvků. V této práci, jsem se zaměřil na jejich vlastnosti při vysokých frekvencích. Tato měření mají spíše informativní charakter a mají potvrzovat skutečnost, že dané prvky nelze používat v pásmu mikrovln. Protože již na frekvenci několik desítek MHz ztrácí svůj ideální charakter.[8]

3.1.1 Měření

Při tomto měření byly zkoumané parazitní vlastnosti základních obvodových prvků, na vysokých frekvencích. Měřený prvek byl zapojen na konci vedení o charakteristické impedanci $Z_0=50\Omega$, toto vedení bylo realizováno pomocí nesymetrického mikropáskového vedení. Prvek byl měřen proti zkratu, který byl realizován pomocí prokovených děr, které jsou přístupné na vrchní straně substrátu, tak jak je vidět na obr. 3.1. Pro připojení měřených prvků k analyzátoru, byl užit konektor typu BNC. Praktická realizace je zobrazena na obr. 3.3.

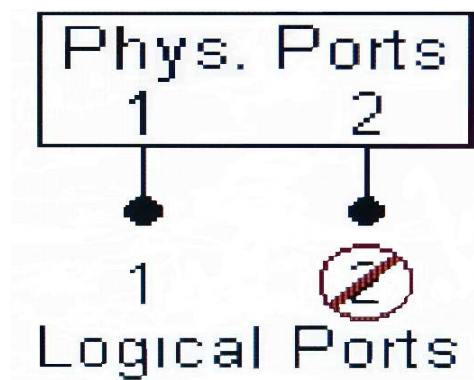


Obr. 3.1 Zapojení prvků pro měření

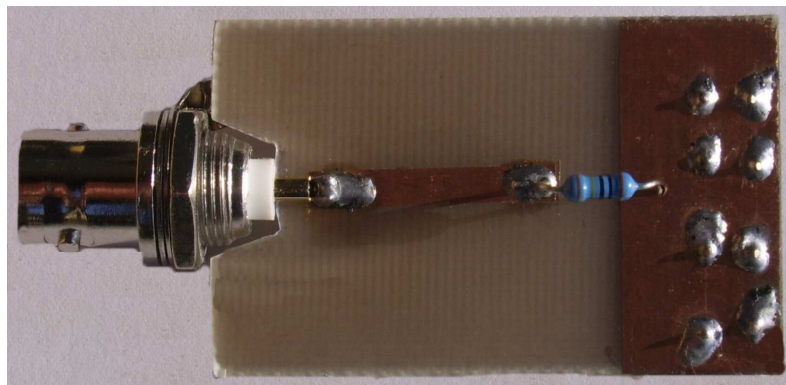
K měření byl použit vektorový obvodový analyzátor *R&S ZVB4*. Postup je ve všech případech měření obvodových prvků téměř totožný. Měřený prvek je k analyzátoru připojen pomocí jednoho konektoru typu BNC. Postupujeme dle průvodce (*MEAS WIZARD*), tlačítko na čelním panelu. Jde o průvodce nastavení analyzátoru, který se skládá z několika kroků:

- Nejprve volíme typ měřeného zařízení, *DUT: Single-balanced 1 port*. Jde o jednoportové měření odrazu a zkratka *DUT (device under test)* zde představuje měřené zařízení.
- Druhým krokem je volba impedance portů. Volíme stejnou impedanci, na jakou je navržen výstupní úsek mikropásku, tedy 50Ω . Imaginární složku necháváme nulovou. Správné nastavení impedance vstupů je důležitým krokem, aby nedocházelo k odrazům.

- Zobrazení daného parametru volíme ve Smithově diagramu.
- Následuje zvolit, v jakém frekvenčním rozsahu budeme měřit. Důležité je si uvědomit, že jde o součástky pro nižší frekvence. Počátek (*start frequency*) tedy volíme na 300kHz. A konec rozsahu (*stop frequency*) na hodnotě 50MHz.
- Naposled se v průvodci nastavuje výstupní signál testovacích portů. Označíme *Passive DUT (0dBm)*.
- Zobrazí se nám Smithův diagram, ještě je třeba zvolit měření jen pro jeden kanál. Tlačítkem *Meas* a v zobrazené podnabídce volíme *More S-params*. Vybereme *Logical Ports*, jako na obr. 3.2.



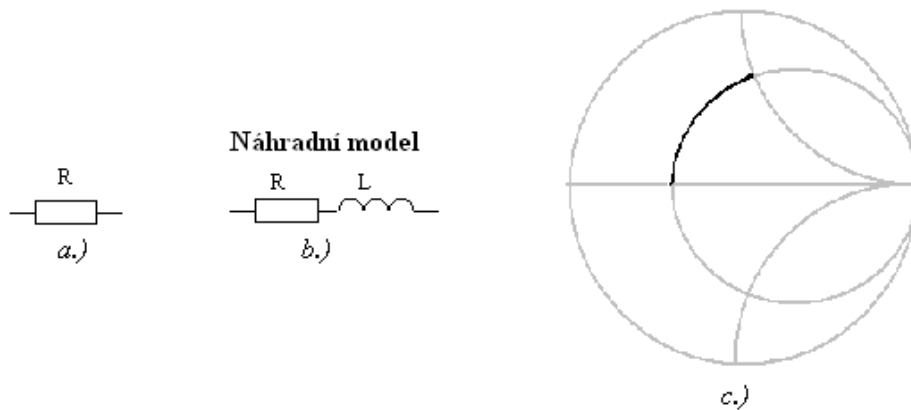
Obr. 3.2 Nastavení nabídky *More S-params*



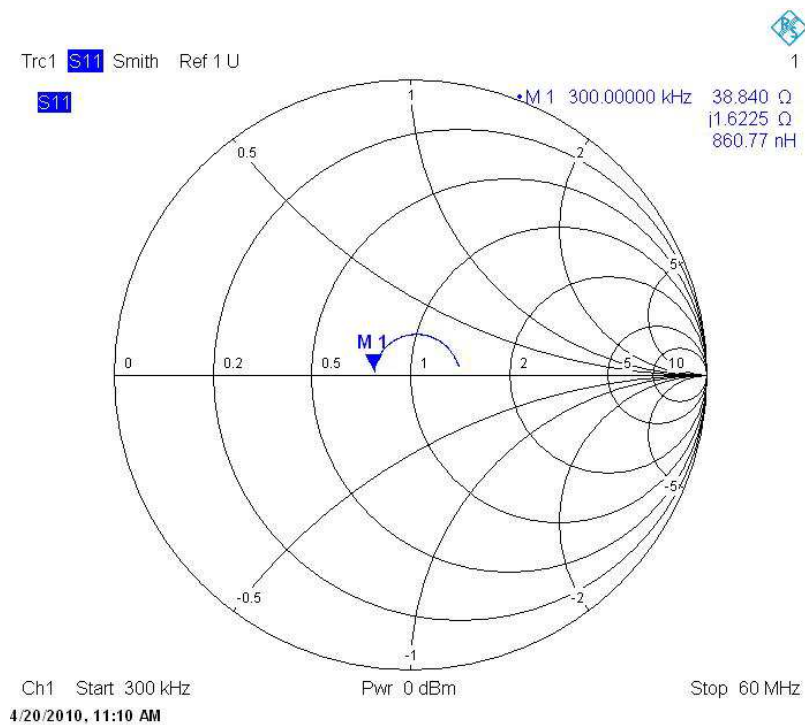
Obr. 3.3 Realizace pro měření základních elektronických prvků

Měření odporu

V této části jsou zkoumány vlastnosti válcového odporu s vývody, jehož velikost se rovná $R = 40\Omega$. Ve frekvenčním pásmu 300kHz – 60MHz. Na obr. 3.4 je zobrazena schematická značka odporu (a.), jeho náhradní model pro vyšší frekvence (b.) a teoretický průběh vstupního činitele odrazu (Γ) ve smithově diagramu (c.). Změřený průběh ve Smithově diagramu je zobrazen na obr.3.5.



Obr. 3.4 Zobrazení náhradního modelu pro odpor



Obr. 3.5 Změřený průběh pro odpor

Ze Smithova diagramu vidíme, že válcový odpor s vývody se na frekvencích již nad několik desítek MHz nechová jako čistý odpor, více či méně výrazně se uplatňuje jeho parazitní indukčnost. Parazitní indukčnost odpovídá zejména drátovým vývodům odporu a často i drážce v odporové vrstvě. Naměřené hodnoty impedance ($Z = Re(Z) + jIm(Z)$) a velikost parazitní indukčnosti pro různé frekvence, jsou zobrazeny v tab. 3.1

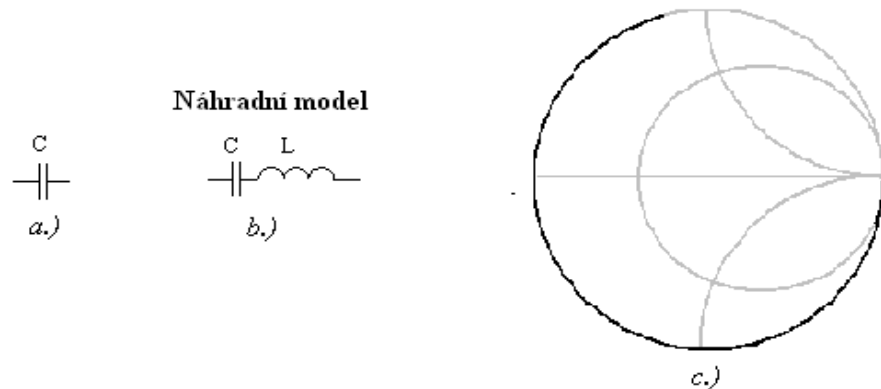
Válcový odpor s vývody $R = 40 \Omega$			
f[MHz]	Re(Z) [Ω]	Im(Z) [Ω]	X [nH]
0,3	38,8	1,6	8,6
1	39,1	0,9	15,2
5	39,4	2,9	63,9
10	40,2	5,4	86
15	41,5	7,7	82
20	43,3	9,9	80
30	48,3	13,42	71
40	55,5	14,6	58
50	63	11,74	37
60	69,6	3,5	9,4

Tab. 3.1 Změřené hodnoty pro odpor

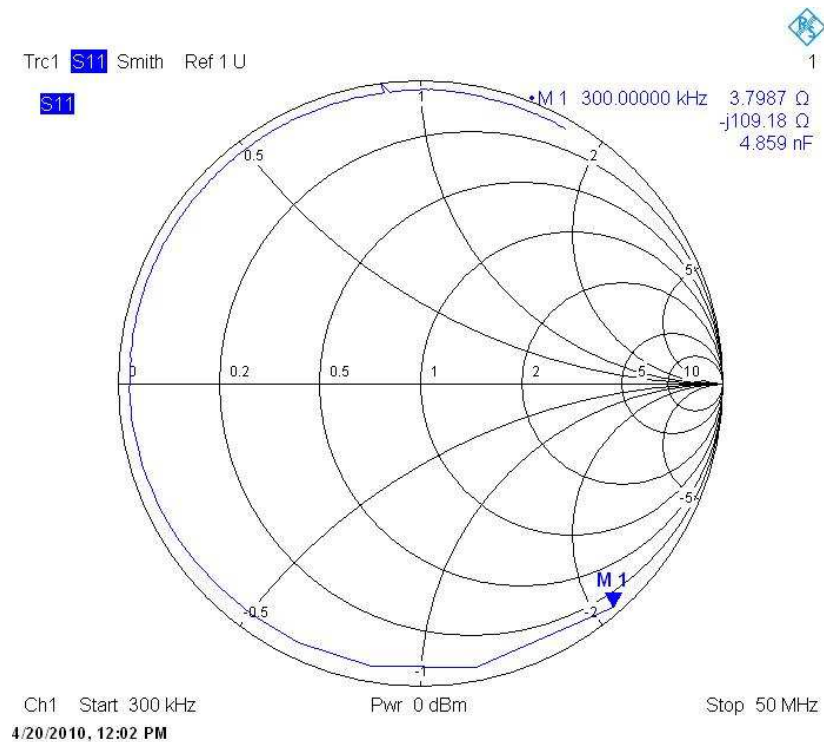
Dle změřených hodnot, lze konstatovat, že odpor se zhruba do 30 MHz chová jako čistý odpor. Nad tuto frekvenci se zde projevuje parazitní indukčnost, ale v zanedbatelné míře. Na frekvencích > 50 MHz se razantně zvyšují hodnoty $Re[Z]$. Důvodem je skinefekt, vyzařování smyčky odporu s vývody a parazitní kapacity proti zemi.

Měření kapacitoru

Následující měření proběhlo pro keramický kondenzátor s vývody s hodnotou $C = 4,7\text{nF}$. Na obr. 3.6 je zobrazena schematická značka kondenzátoru (a.), jeho náhradní model pro vyšší frekvence (b.) a teoretický průběh vstupního činitele odrazu (Γ) ve smithově diagramu (c.). Dle teorie, by průběh ležel v daném frekvenčním pásmu většinou na obvodu diagramu. Na nízké frekvenci se impedance blíží ∞ (otevřený konec). Tohoto bodu však nikdy nedosáhne.



Obr. 3.6 Zobrazení náhradního modelu pro keramický kondenzátor



Obr. 3.7 Změřený průběh pro keramický kondenzátor

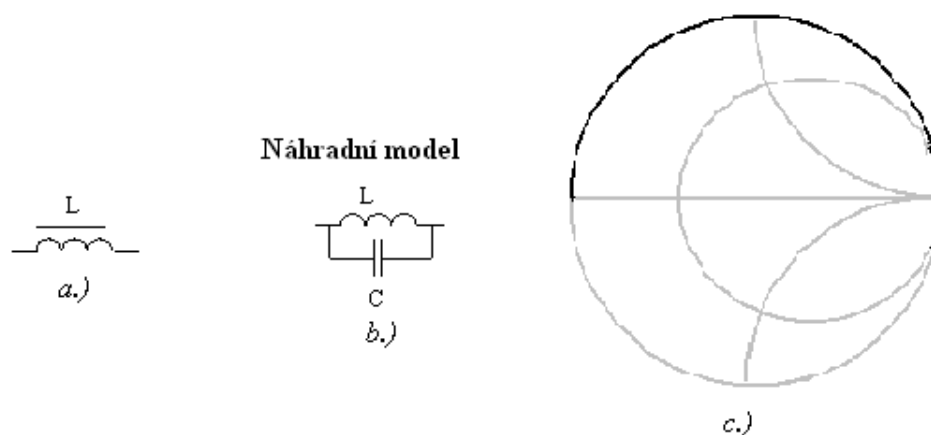
Keramiký kondenzátor s vývody $C = 4,7 \text{ nF}$			
$f[\text{MHz}]$	$\text{Re}(Z) [\Omega]$	$\text{Im}(Z) [\Omega]$	$X [\text{nF}]$
0,3	3,79	-109,2	4,86
0,5	3	-67	4,7
0,8	2,25	-41	4,76
1	1,9	-33	4,76
1,5	1,6	-21	4,9
2	1,37	-15,4	5,2
3	1,12	-8,5	6,2
4	1	-4,5	8,7
5	0,96	-1,74	18,2
10	0,89	7,2	114 [nH]

Tab. 3.2 Změřené hodnoty pro keramiký kondenzátor

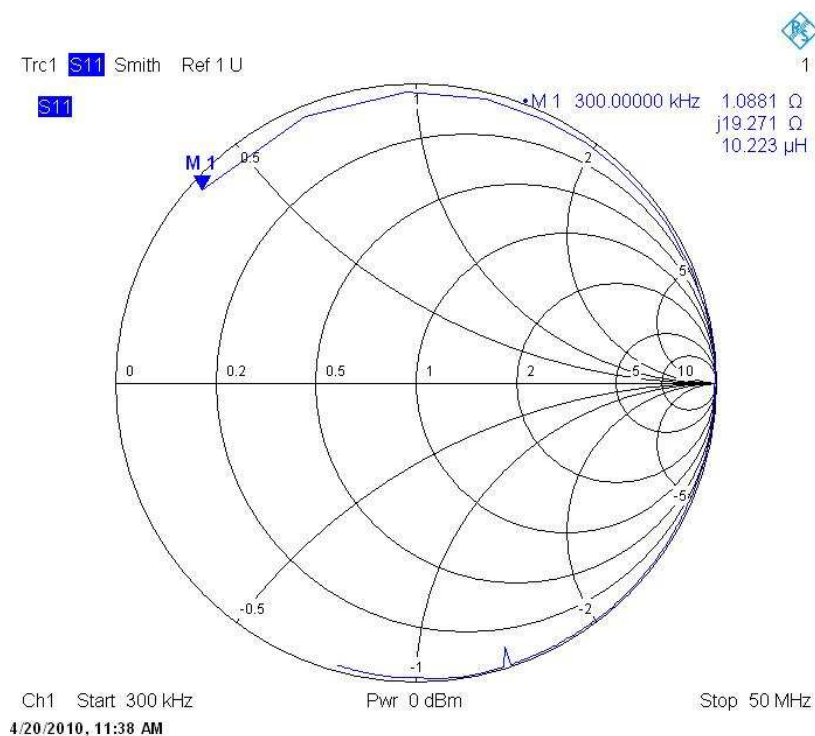
Na nízkých frekvencích se kondenzátor chová téměř ideálně, až na zanedbatelný sériový odpor. Ale již na rezonanční frekvenci f_r (sériová rezonance dané kapacity s parazitní indukčností vývodů), má kondenzátor již induktivní charakter. ($f_r = 6 \text{ MHz}$). Nad touto frekvencí tedy převládá indukce vývodů nad samotnou kapacitou.

Měření tlumivky

Tlumivka je typ cívky s feromagnetickým jádrem, její schematickou značku vidíme na obr.3.8 a.), kde je dále zobrazený náhradní model tlumivky (b.) a teoretický průběh vstupního činitele odrazu (Γ) ve smithově diagramu (c.). Tlumivky se používají ve vf technice zejména v napájecích obvodech. Jejich úkolem je realizovat impedanci $Z \rightarrow \infty$ na vysokých frekvencích. Měření proběhlo pro tlumivku $L = 10 \mu\text{H}$. Změřený průběh ve smithově diagramu je na obr. 3.9.



Obr. 3.8. Zobrazení náhradního modelu pro tlumivku



Obr. 3.9 Změřený průběh pro tlumivku

Tlumivka s vývody $L = 10\mu\text{H}$			
f [MHz]	Re(Z) [Ω]	Im(Z) [Ω]	X [μH]
0,3	1,1	19,3	10,8
1	1,4	60,6	9,6
2	3	128	10,3
3	5,9	216,8	11,5
4	10	349	13,9
5	22,3	617,6	19,6
6	144	1,4k	38,9
10	12,7	-513	31pF
20	1,7	-147	54pF
40	0,41	-56,3	70,7pF

Tab. 3.3 Změřené hodnoty pro tlumivku

V tab. 3.3 vidíme naměřené hodnoty na tlumivce. Tlumivka má induktivní charakter cca do 10MHz, nad touto frekvencí nastává paralelní rezonance. Kde přechází impedance do kapacitní oblasti. Což je způsobené mezizávitovými kapacitami a použitého feritového jádra.

3.2 Mikropáskový filtr

Jak je patrné z předchozí kapitoly, nelze v pásmu centimetrových vln používat základní obvodové prvky. Filtry, které pracují na velmi vysokých kmitočtech, kde je délka vlny relativně krátká a je srovnatelná s rozměry komponentů, ze kterých se elektronické obvody sestávají. Klasické indukory a kapacitory jsou tudíž na těchto kmitočtech nepoužitelné.

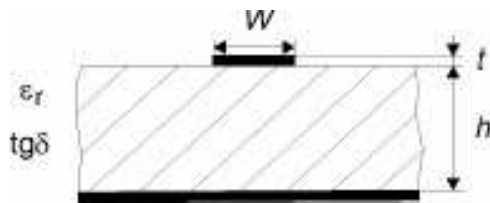
V případě induktorů vznikají velmi vysoké ztráty v jádru. Důležité jsou také parazitní vzájemné kapacity mezi závity, takže samotná indukčnost může být zanedbatelná.

V případě kapacitorů může docházet k výrazným ztrátám ve zvoleném dielektriku. Parazitní indukčnosti odpovídají především drátovým vývodům kapacitoru, které mohou rovněž převládnout nad samotnou kapacitou.

Z výše uvedených důvodů bývají indukčnosti a kapacity realizovány pomocí úseků nesymetrického mikropáskového vedení.[1]

Nesymetrické mikropáskové vedení (*microstrip*), které je na obr. 3.10 je jedno z nejpoužívanějších pasivních hybridních mikrovlnných integrovaných obvodů (MIO).

Pasivní mikrovlnné obvody se vytvářejí nanesením vodivých pásků na pevnou dielektrickou podložku (*substrát*) ve tvaru vytvářeného obvodu (*vodivý motiv*). Polovodičové a další součástky jsou do obvodu vsazovány pájením nebo ultrazvukovým svařováním.[7]



Obr. 3.10 Nesymetrické mikropáskové vedení

Při popisu obr. 3.10 označuje symbol:

- W (width)šířku mikropáskového vedení,
- t (thickness)tloušťku mikropáskového vedení,
- h (height)výšku substrátu,
- ϵ_r relativní permitivitu,
- $\text{tg } \delta$ činitele dielektrických ztrát substrátu.

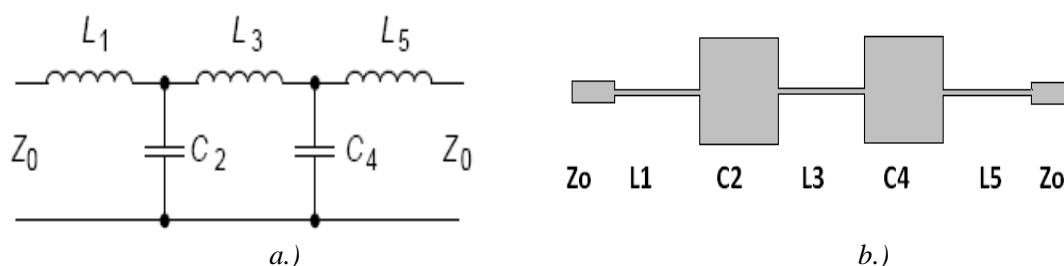
Používané dielektrické substráty musí mít vysokou relativní permitivitu ϵ_r (konstantní v použitém rozsahu kmitočtů a teplot). Vlastnosti zvoleného substrátu mají dominantní vliv, na vlastnostech MIO. Základní vlastnosti různých materiálů substrátů, jsou zobrazeny v tab. 3.4.

MATERIÁL	ϵ_r při 10GHz	$\text{tg } \delta$ při 10GHz	Poznámka
Korundová keramika	9,6 – 10,1	$2 \cdot 10^{-4}$	Nejčastěji užívaný materiál v profesionálních zařízeních
Beryliová keramika	6 – 6,6	$1 \cdot 10^{-4}$	Integrace výkonových prvků; drahá výroba
RT DUROID® (PTFE)	2,25	$1 \cdot 10^{-4}$	Dobrá mechanická opracovatelnost
Cuprexit (2 GHz)	4,2	$5 \cdot 10^{-3}$	Pro nenáročné aplikace

Tab. 3.4. Nejčastěji používané materiály substrátů pro MIO [7]

3.2.1 Návrh a simulace

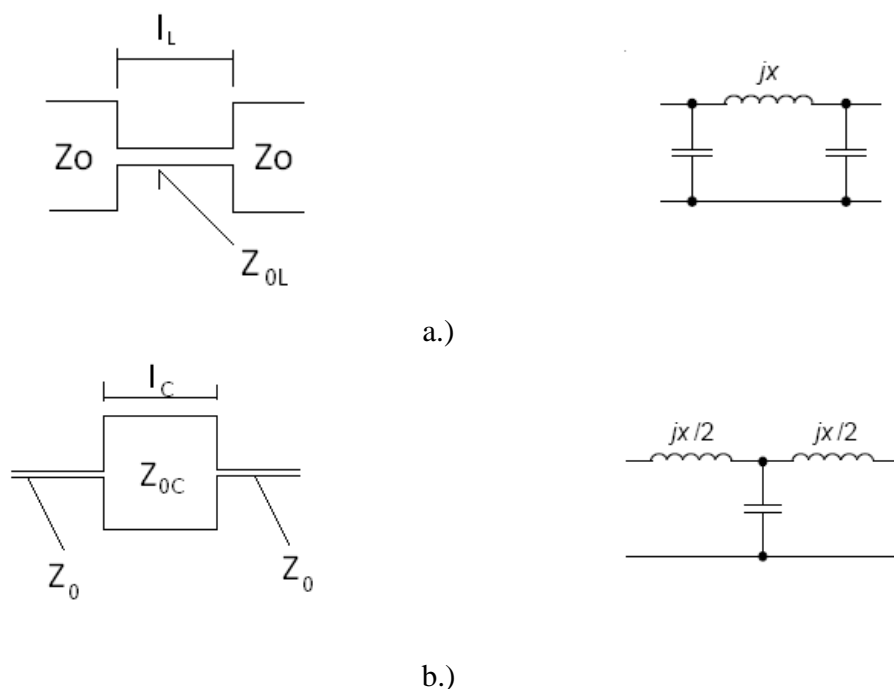
Mikrovlnné filtry, které se používají především na vstupu nízkošumového vysokofrekvenčního zesilovače. Filtrují ze směsi signálů, přijatých anténou, pouze to pásmo kmitočtů, které obsahuje užitečný signál. Filtr je tvořen nesymetrickým mikropáskovým vedením. Schéma zapojení dolnoproustného filtru a jemu odpovídající vodivý motiv jsou zobrazeny na obr.3.11.[1]



Obr. 3.11 a.) Principiální elektronické schéma dolní propusti

b.) Výsledný motiv mikropáskového filtru, který odpovídá elektronickému schématu

Na obrázku je patrné, že indukčnosti jsou tvořeny velmi tenkými pásky, ve kterých převládá indukční charakter (obr. 3.11a). Naproti tomu kapacity zde tvoří pásky velmi širokého úseku vedení (obr.3.11b). Velice důležité je aby vstupní pásky měly charakteristickou impedanci 50 Ω , aby nedocházelo k odrazům.[1]



Obr. 3.12 a.) Indukční část mikropáskového vedení a jeho náhradní schéma
b.) Kapacitní část mikropáskového vedení a jeho náhradní schéma

Podrobný popis návrhu je rozveden v [1]. Mikrovlnný filtr byl navržen pro mezní frekvenci $f = 1\text{GHz}$ a charakteristickou impedancí vstupů $Z_0 = 50\Omega$. Použitý substrát byl z materiálu cuprexit, s relativní permitivitou $\epsilon_r = 4,2$ a výškou substrátu $h = 1,5\text{mm}$. Dolní strana substrátu je spojitě pokovená a uzemněna.

Reálné hodnoty kapacit a indukčností jsou: $L_{1,3} = 8,209\text{nH}$ a $C_2 = 3,652\text{pF}$. Všechny důležité parametry jsou tímto definovány.

Zbývá tedy vypočítat velikosti mikropásků, které závisí na jejich impedanci. U indukčního pásku volíme co možná nejvyšší indukci (co nejúžší pásek). Tedy impedanci $Z_{0L} = 110\Omega$ (užší pásky by se obtížně vyráběly). Pro kapacitní mikropásek jsem zvolil impedanci $Z_{0C} = 25\Omega$. Zde se snažíme o co nejširší část vedení, ale aby nezabíral příliš mnoho místa.

Při výpočtu šířky mikropásku s požadovanou charakteristickou impedancí, je nejdříve nutné vypočítat pomocné proměnné:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right]; \quad [3.1]$$

$$B = \frac{60 \cdot \pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}; \quad [3.2]$$

Šířku mikropásku vypočítáme na základě výsledků pomocných proměnných (A a B). Pokud vyjde $A > 1,52$, platí vztah:

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2}; \quad [3.3]$$

Při $A \leq 1,52$ platí vztah:

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_R} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\}; \quad [3.4]$$

Pokud dosadíme do proměnných a dodržíme určený postup, pro úseky mikropáskového vedení nám vyjdou následující šířky. Pro vstupní a výstupní pásek s charakteristickou impedancí $Z_0 = 50\Omega$, jsem vypočítal šířku $W = 3 \text{ mm}$, pro indukční pásek s charakteristickou impedancí $Z_{0L} = 110\Omega$ šířku $W = 0,5 \text{ mm}$ a pro kapacitní úsek s impedancí $Z_{0C} = 25\Omega$ šířku $W = 8 \text{ mm}$.

Šířky úseku již známe, dále bude důležité vypočítat jejich délku, která bude závislá na délce vlny přenášeného signálu.

$$\lambda_d = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{ef}}}; \quad [3.5]$$

zde symbol c značí rychlost světla ve vakuu a ϵ_{ef} je efektivní permitivita.

Dále je tedy nutné vypočítat efektivní permitivitu. Následující vztahy jsou závislé na poměru mezi šířkou daného mikropásku a výškou substrátu.

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad \text{pro } \frac{W}{h} \geq 1; \quad [3.6]$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} + 0,04 \cdot \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right\} \quad \text{pro } \frac{W}{h} \leq 1; \quad [3.7]$$

Vypočítané délky vlny pro indukční úsek $\lambda_L = 177 \text{ mm}$ a pro kapacitní úsek $\lambda_C = 161 \text{ mm}$.

Pokud u daných úseků vedení zanedbáme parazitní vlivy (u indukčního parazitní kapacitu a naopak), můžeme pro výpočet délky vedení užít následujících vztahů.

Pro indukční úsek vedení:

$$\omega L = Z_{0L} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_L} l_L\right); \quad [3.8]$$

$$l_L = \frac{\lambda_L}{2\pi} \sin^{-1}\left(\frac{\omega L}{Z_{0L}}\right) \quad l_L = 15,248 \text{ mm} \quad [3.9]$$

Pro kapacitní úsek vedení:

$$\omega C = \frac{1}{Z_{0C}} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_C} l_C\right); \quad [3.10]$$

$$l_C = \frac{\lambda_C}{2\pi} \sin^{-1}(\omega C \cdot Z_{0C}) \quad l_C = 15,646 \text{ mm} \quad [3.11]$$

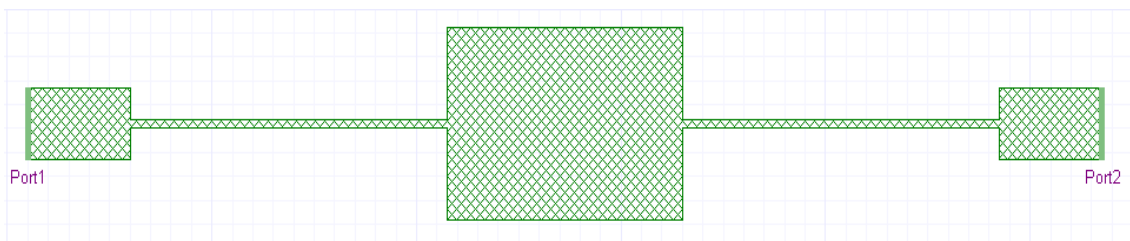
Pro ještě větší přesnost návrhu délek vedení, musíme dosadit vypočítané délky do soustavy dvou rovnic popisující impedanci daných úseků včetně parazitních parametrů. Délky úseků je třeba v soustavě rovnic měnit, dokud nedosáhneme dostačující přesnosti.

$$\omega L = Z_{0L} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_L} l_L\right) + Z_{0C} \tan\left(\frac{\pi \cdot l_C}{\lambda_C}\right); \quad [3.12]$$

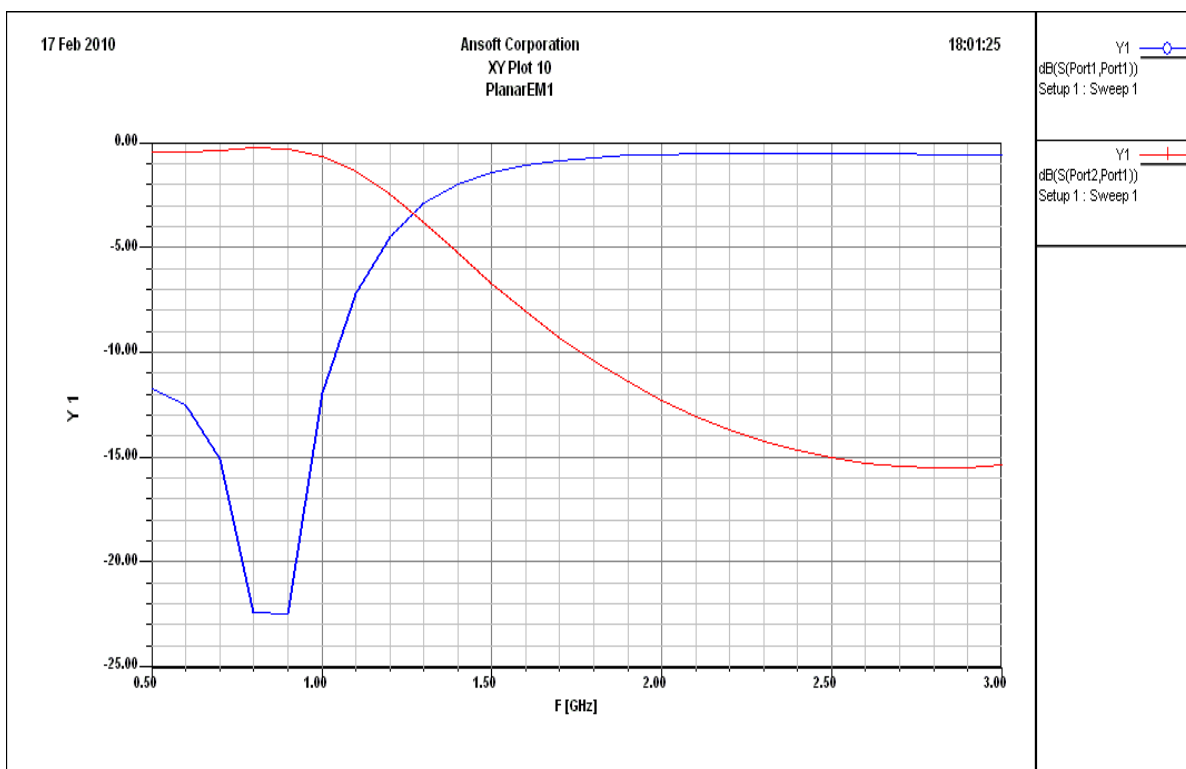
$$\omega C = \frac{1}{Z_{0C}} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_C} l_C\right) + \frac{2}{Z_{0L}} \tan\left(\frac{\pi \cdot l_L}{\lambda_L}\right); \quad [3.13]$$

Po zpřesnění vyšly délky úseků mikropáskového vedení: $l_L = 15,5 \text{ mm}$, $l_C = 11,5 \text{ mm}$.

Správnost návrhu mikrovlnného filtru jsem, ještě před samotnou realizací, ověřil v programu *Ansoft designer*. Jde o komplexní nástroj pro analýzu a návrh mikrovlnných komunikačních systémů. Výsledky simulace jsou uvedeny níže. Postup simulace je popsán v [1].



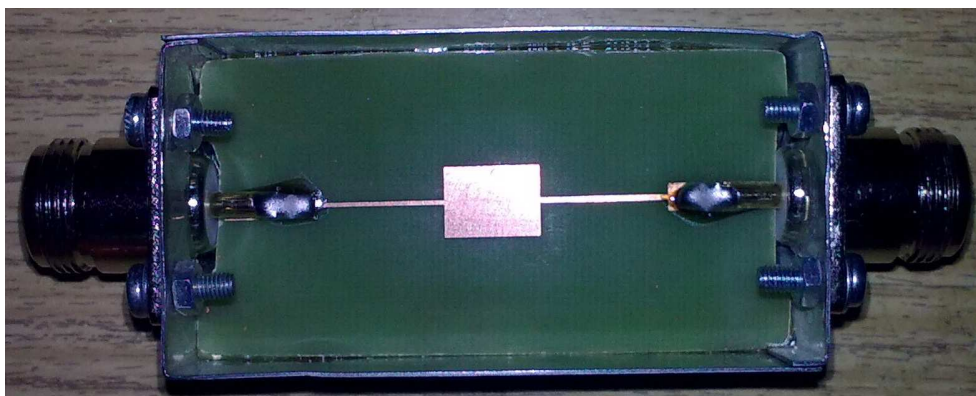
Obr. 3.13 Motiv mikrovlnného filtru simulovaný v programu Ansoft designer



Obr. 3.14 Simulované chování mikrovlnného filtru, graf zobrazuje vstupní činitel odrazu s_{11} (modrý průběh) a přenos v přímém směru s_{21} (červený průběh)

Z grafu je zřejmé, že návrh proběhl úspěšně. Modrý průběh zobrazuje vstupní činitel odrazu s_{11} a červený průběh přenos v přímém směru s_{21} .

Realizovaný mikrovlnný filtr je zobrazen na obr. 3.15. Byly zde použity konektory typu *N* na panel, filtr byl umístěn do stínící krabičky z pocínovaného plechu a materiál substrátu je *CUPREXTIT* s tloušťkou 1,5 mm. Spodní strana substrátu je spojitě pokovená.



Obr. 3.15 Realizovaný mikrovlnný filtr

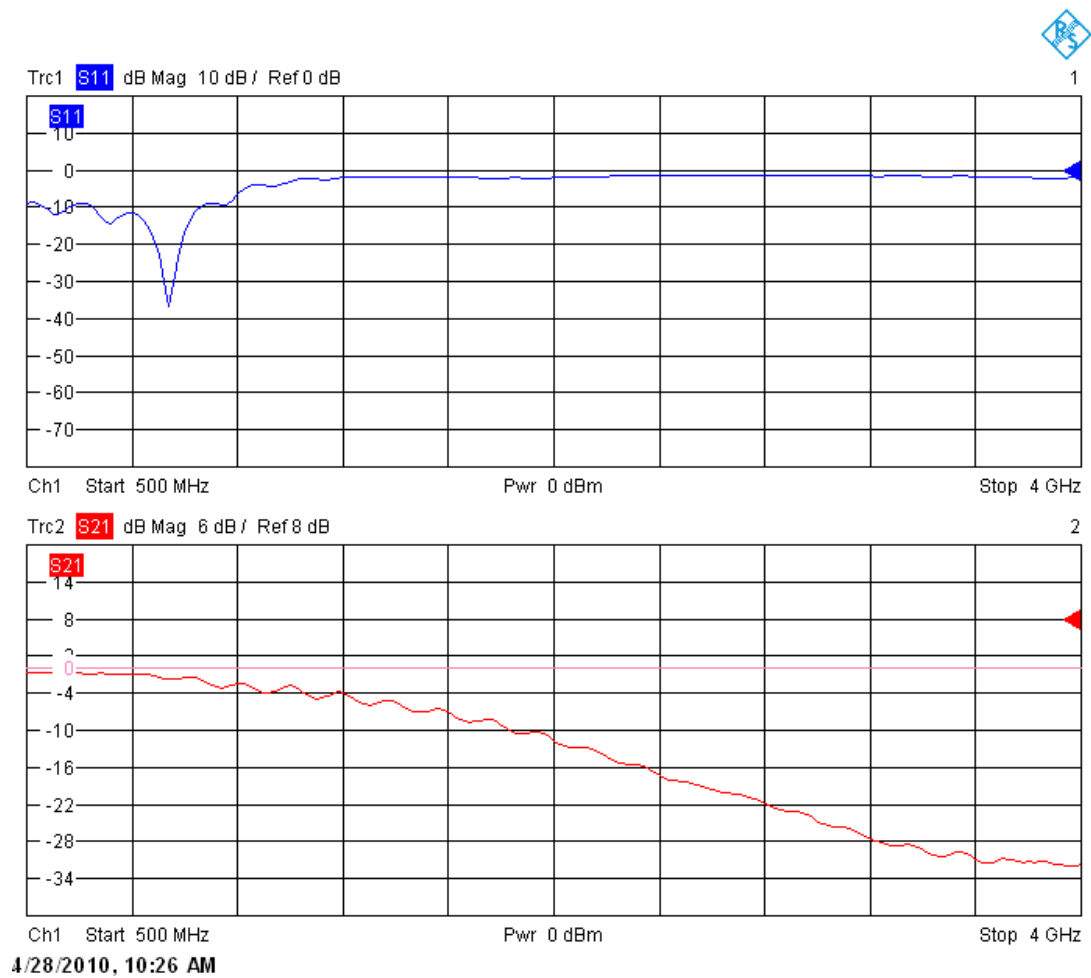
3.2.2 Měření

K měření vlastností mikrovlnného filtru byl použit vektorový analyzátor *RHODE & SCHWARZ ZVB4*. Který přímo měří rozptylové parametry důležité pro analýzu chování filtru. Výsledky měření jsou zobrazeny na obr. 3.16.

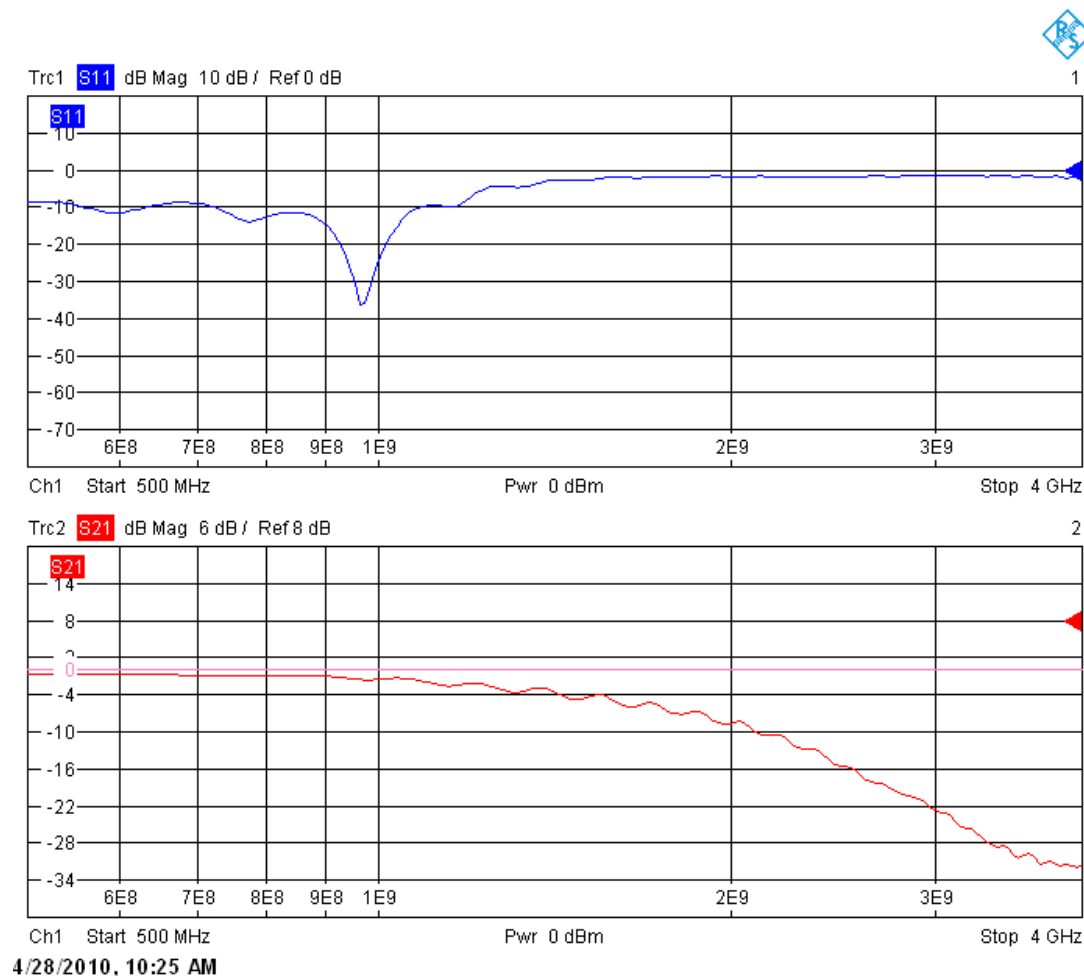
Postup měření mikrovlnného filtru se skládá z následujících kroků. Nejprve je třeba spustit přístroj *R&S ZVB4*. Po “naběhnutí” přístroje připojíme měřený prvek a volíme měření pomocí průvodce, tlačítkem *MEAS WIZARD*, na čelním panelu. Jde o průvodce nastavení analyzátoru, který se skládá z několika kroků:

- Nejprve volíme typ měřeného zařízení, *DUT: Single-ended 2 port*. Jde o dvouportové měření a zkratka *DUT (device under test)* zde představuje měřené zařízení.
- Druhým krokem je volba impedance portů. Volíme stejnou impedanci, na jakou jsou navrženy vstupní/výstupní úseky mikropásků, tedy 50Ω . Imaginární složku necháváme nulovou. Správné nastavení impedance vstupů je důležitým krokem, aby nedocházelo na straně vstupu/výstupu k odrazům.
- Třetí krok průvodce definuje, jaké parametry měřeného zařízení chceme měřit. Volíme tedy parametr s_{11} a s_{21} v zobrazení nad sebou, tak jak to vidíme na obr. 3.16. (*Dual Split S11, S21 dBMag*).
- Následuje zvolit, v jakém frekvenčním rozsahu budeme měřit. Filtr je navržen na mezní frekvenci 1GHz. Počátek (*start frequency*) tedy volíme na 500 MHz. A konec rozsahu (*stop frequency*) na hodnotě 4 GHz. Tímto dokonale prozkoumáme chování filtru.
- Naposled se v průvodci nastavuje výstupní signál testovacích portů. Označíme *Passive DUT (0dBm)*.

Tímto je nastavení přístroje hotové. Zobrazené charakteristiky jsou na obr. 3.16, kde je nastavena lineární frekvenční osa a na obr. 3.17, se zobrazením logaritmické osy frekvence. Která se nastavuje tlačítkem *SWEEP* v nabídce *CHANNEL*, jež nám rozkryje nabídku, vybereme *Sweep Type* a *Log Frequency*.



Obr. 3.16 Měření parametry mikrovlnného filtru lineární frekvenční osa



Obr. 3.17 Měřené parametry mikrovlnného filtru logaritmická frekvenční osa

3.2.3 Zhodnocení návrhu a měření:

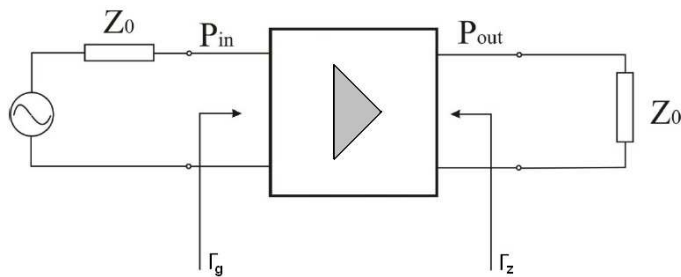
Navrhnutá mikrovlnná dolní propust, byla nejprve simulována v programu *Ansoft designer*. Dle simulovaných průběhů, lze hodnotit, že návrh proběhl v souladu se zadanými parametry. Tedy, byla dodržena mezní frekvence $f = 1\text{GHz}$.

Minimum parametru s_{21} je v okolí 2,5GHz na hodnotě $s_{21} = -15\text{dB}$. Při měření tohoto parametru bylo minimum při 3GHz hodnotou více jak $s_{21} > -22\text{dB}$.

Při simulaci, vstupní činitel odrazu vykazoval minimum mezi frekvencemi 900-1000MHz hodnotou $s_{11} = -22,5\text{dB}$. Na stejných frekvencích klesal i při měření. Kdy jeho hodnota dokonce klesla na $s_{11} > -25\text{dB}$. Měřený filtr odpovídá simulovaným průběhům s výjimkou strmosti poklesu parametru s_{21} , který je mírně menší. Lehké zvlnění průběhů na vstupu/výstupu je způsobeno nedokonalým impedančním přizpůsobením připojených konektorů.

3.3 Vysokofrekvenční zesilovač

Vysokofrekvenční zesilovače (*RF amplifier*) patří k nejčastěji používaným obvodům ve vysokofrekvenční technice. Nejčastěji zesilují signál v určitém frekvenčním pásmu, proto se jim také říká pásmové zesilovače. Dle šířky přenášeného pásma se dělí na úzkopásmové a širokopásmové. Dále lze vysokofrekvenční zesilovače dělit na napěťové a výkonové. Napěťové zesilují signály s malou úrovní zpracovávaného signálu, proto je lze považovat za téměř lineární. Používají se např. ve vstupních obvodech všech typů rádiových přijímačů nebo měřících přístrojů. Výkonové zesilovače, u kterých dosahují signály tak velké úrovně, že režim aktivního prvku je nelineární. Používají se u koncových stupňů rádiových vysílačů a všude tak kde je třeba dodat velkého vysokofrekvenčního výkonu.[7]



Obr. 3.18. Základní parametry vf zesilovače zesilovače

Zisk zesilovače, jde vlastně o jeho vlastní zesílení a vyjadřuje se pomocí jednotek dB (decibel). Je definován poměrem výkonů [7]

$$A_{PdB} = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad [dB]; \quad [3.14]$$

Na obr. 3.1 vidíme základní popis vlastností vf zesilovače. Zde je zesilovač popsán rozptylovými parametry (*s-parametry*), je vhodné používat činitele odrazu Γ , který charakterizuje vzájemnou souvislost mezi dopadající a odraženou vlnou. Vyjádření činitele odrazu pomocí admitančních parametrů popisují následující rovnice, pro připojení zdroje a zátěže

$$\Gamma_g = \frac{Y_0 - Y_g}{Y_0 + Y_g}; \quad [3.15]$$

$$\Gamma_z = \frac{Y_0 - Y_z}{Y_0 + Y_z}; \quad [3.16]$$

Kde Γ_g resp. Γ_z , je činitel odrazu na straně generátoru/zátěže. Pro lepší přehlednost jsem dané činitele odrazu zobrazil v obr. 3.19. Y_0 představuje charakteristickou admitanci, nejčastěji platí $Y_0 = 1/Z_0 = 20\text{mS}$. [7]

Pro činitele odrazu na vstupu/výstupu tranzistoru platí vztahy

$$\Gamma_{in} = s_{11} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot \Gamma_z}{1 - s_{22} \cdot \Gamma_z}; \quad [3.17]$$

$$\Gamma_{out} = s_{22} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot \Gamma_g}{1 - s_{11} \cdot \Gamma_g}; \quad [3.18]$$

Stabilita zesilovače, je jedním z nejdůležitějších parametrů zesilovačů obecně. Pokud má totiž zesilovač sklony k nestabilitě, mohou na něm vzniknout nežádoucí oscilace. V tomto ohledu lze zesilovače dělit do dvou skupin, na absolutně stabilní a potenciálně nestabilní. Stabilita a její měření byla dostatečně popsána v kapitole 2.2.4.

Šumové parametry je důležité brát v úvahu především u zesilovačů, zesilujících velmi slabé signály (z výstupů komunikačních antén). Šumové parametry jsou popisovány šumovým číslem F , nebo ekvivalentní šumovou teplotou T_e .

$$F = \frac{SNR_1}{SNR_2}; \quad [3.19]$$

SNR_1 je poměr výkonu signálu k výkonu šumu na vstupu zesilovače (S_1/N_1)

SNR_2 je poměr výkonu signálu k výkonu šumu na výstupu zesilovače (S_2/N_2)

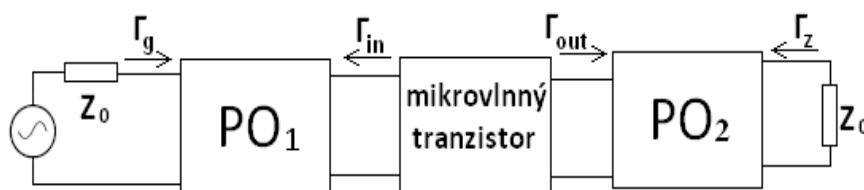
Šumové číslo obecně udává míru šumového příspěvku dvoubranu při průchodu signálu. U ideálního bezšumného zesilovače je šumové číslo $F=1$. Při všech výpočtech, ale je třeba brát v úvahu, že šumový výkon (N_I) musí odpovídat šumovému záření bezodrazové koncovky. [7]

$$N_I = kT_0B; \quad [3.20]$$

k je Boltzmanova konstanta ($k=1.38 \cdot 10^{-23} [J/K]$)

T_0 je absolutní teplota tělesa ($290 [K]$)

B je šířka frekvenčního pásma



Obr. 3.19. Vnitřní struktura vysokofrekvenčního zesilovače

Vlastní mikrovlenný tranzistor má obvykle na vstupu a výstupu příliš velké koeficienty odrazu (není impedančně přizpůsoben), abychom ho mohli zapojit přímo do obvodu s charakteristickou impedancí Z_0 ve funkci zesilovače. Proto je nutné připojit mezi tranzistor a obvod o charakteristické impedanci (obvykle 50Ω) přizpůsobovací obvody ($PO_{1,2}$). PO_1 transformuje impedanci Z_0 na koeficient odrazu Γ_{in} a PO_2 transformuje impedanci Z_0 na koeficient Γ_{out} . [7]

3.3.1 Návrh zesilovače

Základním stavebním kamenem vf zesilovačů je mikrovlnný tranzistor. Pro konstrukci vf zesilovače jsem zvolil mikrovlnný tranzistor od firmy *SIEMENS* s označením *BFP450*. Jedná se o mikrovlnný bipolární tranzistor v zapojení NPN, který je běžně komerčně dostupný. V tab. 3.5 jsou zobrazeny s-parametry tranzistoru. Tranzistor jsem koupil v SMD pouzdro (*SOT 343*) se dvěma emitory. Zapojení a pouzdro tranzistoru jsou na obr. 3.20



Obr. 3.20 a.) pouzdro BFP450 b.) zapojení tranzistoru

Konfigurace pinů v tranzistoru je: 1=báze, 2= emitor, 3= kolektor, 4= emitor.

Šumové číslo: $F=1,25$ dB (pro frekvenci 1,8 GHz).

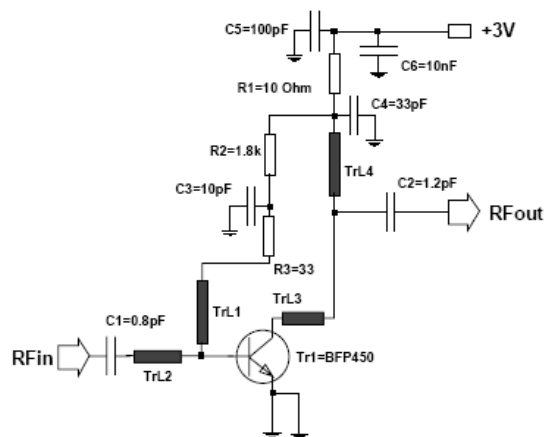
Tranzitní kmitočet $f_t = 24$ GHz.

f	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
$V_{CE} = 2V, I_C = 50mA$								
0.01	0.143	-30.7	69.9	174.8	0.0018	85.2	0.904	-6.6
0.1	0.469	-121.7	51.98	125.6	0.0139	59.6	0.744	-64.2
0.5	0.681	-172.4	14.86	90.7	0.0289	51.4	0.466	-146.1
1	0.705	173.1	7.26	74.6	0.047	55.7	0.464	-172.2
2	0.73	154.7	3.42	55	0.08	51.2	0.491	163.6
3	0.752	139.5	2.22	38.4	0.1183	42	0.529	145.5
4	0.783	124.1	1.62	22.4	0.1461	30.3	0.587	131.9
5	0.797	112.5	1.23	8.8	0.1633	20.7	0.606	119.5
6	0.813	103.7	1.01	-2.9	0.1864	12.6	0.625	108.9

Tab. 3.5 S-parametry tranzistoru BFP 450 (převzato od firmy SIEMENS)

Vlastní návrh vysokofrekvenčního zesilovače, je velice složitá procedura. Při které je třeba navrhnout bezztrátové přizpůsobovací obvody a vlastní napájecí obvody. Vysokofrekvenční zesilovače se navrhují především pomocí počítačové optimalizace (např. program AWR).

Jelikož je má práce zaměřena především na měření sestavených obvodů, tak jsem zapojení vf zesilovače převzal z katalogových listů od firmy *INFINEON* přístupné na internetové adrese www.INFINEON.com [3] (katalogové listy potřebné ke konstrukci vf zesilovače jsou zařazeny do příloh). Schéma zapojení vf zesilovače je na obr. 3.21.



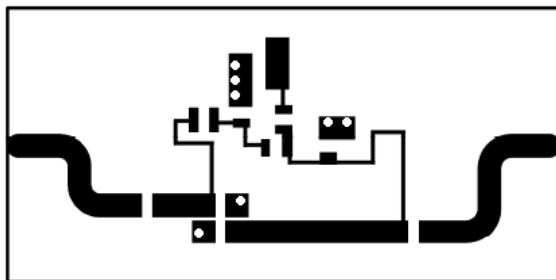
Obr. 3.21 Schéma zapojení vf zesilovače (převzato od firmy INFINEON)

V katalogu je schéma navrženo pro substrát *FR4* s tloušťkou 1mm. Zbývalo tedy přepočítat šířky nesymetrických mikropáskových vedení, ve schématu označené jako *TrL*. Charakteristická impedance jednotlivých úseků vedení, jejich přepočítané šířky pro *CUPREXTIT* a seznam použitých součástek jsou v tab. 3.6.

SOUČÁSTKA	HODNOTA	POZN.
R1	10 [Ω]	SMD
R2	1.8 [k Ω]	SMD
R3	33 [Ω]	SMD
C1	0,8 [pF]	SMD
C2	1,2 [pF]	SMD
C3	10 [pF]	SMD
C4	33 [pF]	SMD
C5	100 [pF]	SMD
C6	10 [nF]	SMD
Tr1	-	BFP 450 SOT 343
TrL1	50 [Ω]	ŠÍŘKA w=3 mm
TrL2	100 [Ω]	ŠÍŘKA w=0.4 mm
TrL3	50 [Ω]	ŠÍŘKA w=3 mm
TrL4	100 [Ω]	ŠÍŘKA w=0.4 mm
SUBSTRÁT	CUPREXTID	h = 1.5 mm, $\epsilon_r = 4.2$

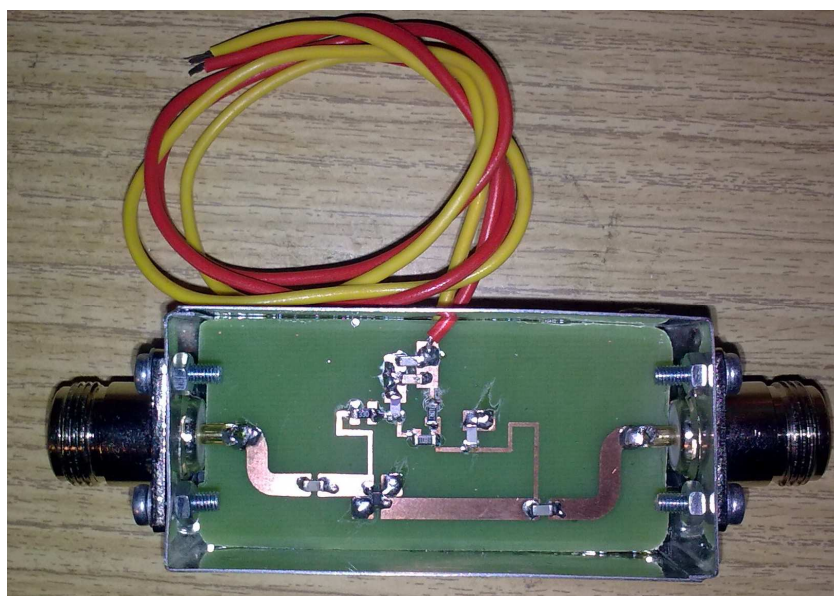
Tab. 3.6 Seznam použitých součástek

Měřený vysokofrekvenční signál je na tranzistor přiveden pomocí úseků mikropáskových vedení s charakteristickou impedancí $Z=50\Omega$ (TrL_1, TrL_3). Mezi vstupem a výstupem jsou vloženy blokovací kondenzátory (C_2, C_1). Zesilovač je realizovaný na substrát *CUPREXTIT* motiv jeho horní desky je zobrazen na obr. 3.22, spodní strana substrátu je spojitě pokovená.



Obr. 3.22 Motiv horní strany substrátu

Bílé tečky, které na zobrazeném motivu vidíme, jsou otvory pro prokovené díry. Prokovené díry spojují vybrané úseky vedení se spodní stranou substrátu (uzemňují). Zesilovač je do měřicí soustavy připojen pomocí konektorů *N* na panel a je zapouzdřen do stínící krabičky z pocínovaného plechu. Praktická realizace je zobrazena na obr. 3.23.



Obr. 3.23 Realizace vf zesilovače

3.3.2 Měření

Měření rozptylových parametrů

Nejprve připojíme vf zesilovač k analyzátoru, poté připojíme napájení, realizované DC zdrojem napětí. Napájecí napětí je +3V.

Postup měření vf zesilovače se skládá z následujících kroků. Po zapnutí přístroje volíme měření pomocí průvodce, tlačítkem *MEAS WIZARD*, na čelním panelu. Jde o průvodce nastavení analyzátoru. Postup nastavení průvodce je velice podobný nastavením při měření mikrovlnného filtru. Nicméně, pro přehlednost ho popíšu ještě jednou.

- Nejprve volíme typ měřeného zařízení, *DUT: Single-ended 2 port*. Jde o dvouportové měření a zkratka *DUT (device under test)* zde představuje měřené zařízení.

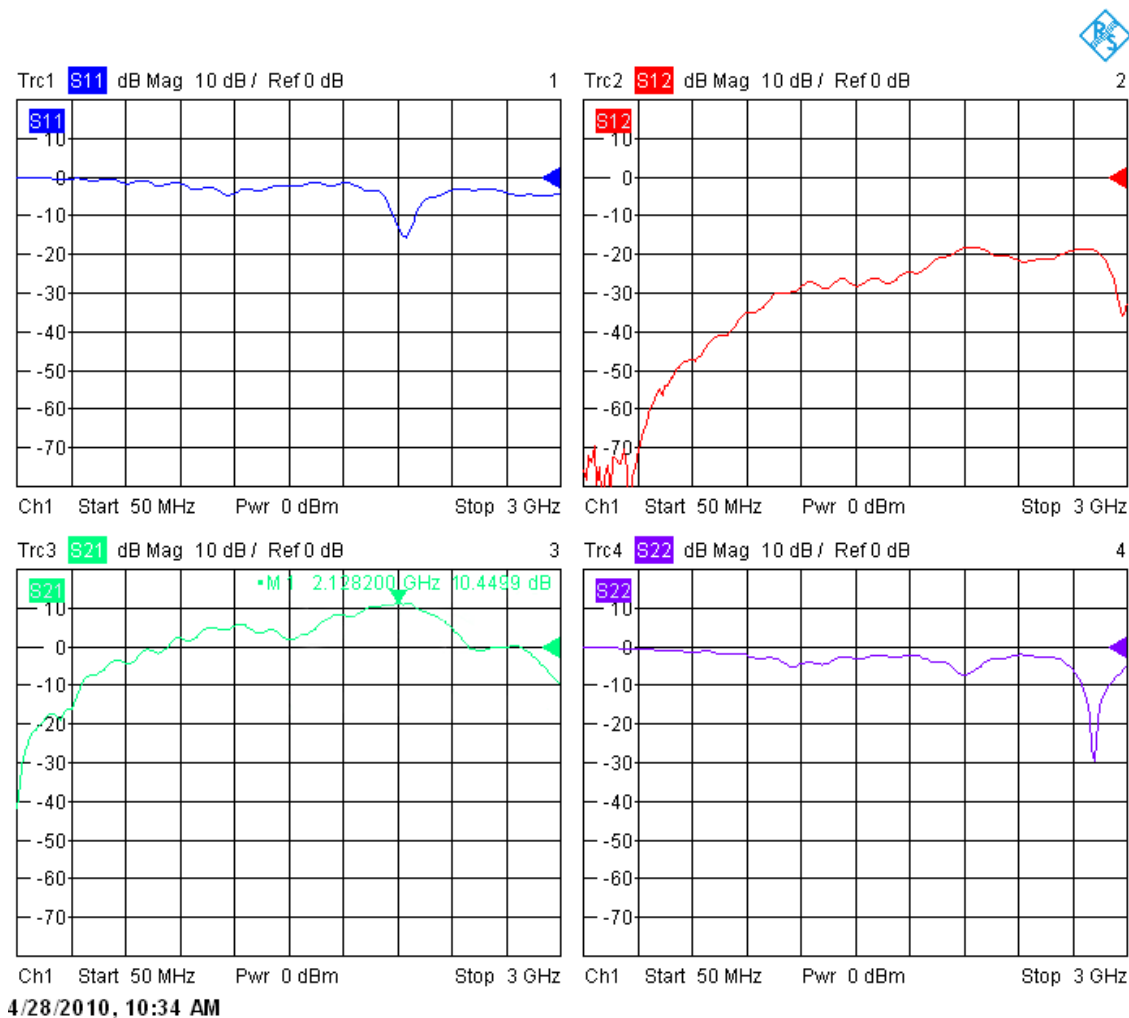
- Druhým krokem je volba impedance portů. Volíme stejnou impedanci, na jakou jsou navrženy vstupní/výstupní úseky mikropásků, tedy 50Ω. Imaginární složku necháváme nulovou. Správné nastavení impedance vstupů je důležitým krokem, aby nedocházelo na straně vstupu/výstupu k odrazům.

- Třetí krok průvodce definuje, jaké parametry měřeného zařízení chceme měřit. Volíme všechny rozptylové parametry. Zobrazení v kartézském grafu. (*S.MATRIX 2*)

- Následuje zvolit, v jakém frekvenčním rozsahu budeme měřit. Zesilovač je navržen pro pracovní frekvenci 1.9GHz. Počátek (*start frequency*), tedy volíme na 10 MHz. A konec rozsahu (*stop frequency*) na 3 GHz.

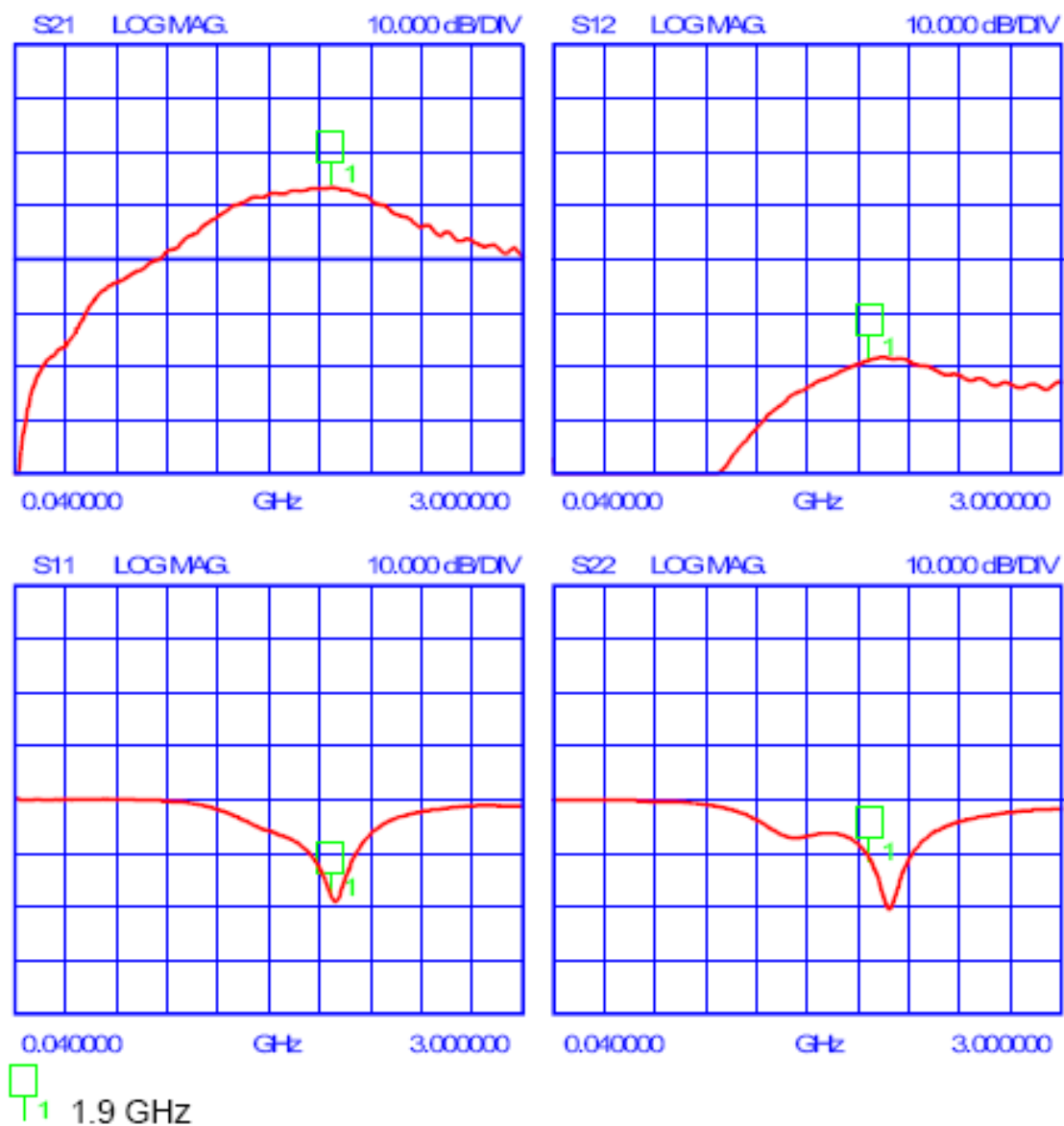
- Naposled se v průvodci nastavuje výstupní signál testovacích portů. Označíme *Passive DUT (0dBm)*.

Tímto je nastavení přístroje hotové. Změřené charakteristiky jsou na obr. 3.24. Pro odečítání zisku zesilovače využijeme kurzory (*MARKERS*) v grafu dopředného přenosu (*parametru s_{21}*).



Obr. 3.24 Změřené charakteristiky vf zesilovače

Na obr. 3.24 jsou zobrazeny rozptylové parametry změřené na realizovaném vysokofrekvenčním zesilovači. Zisk zesilovače se měří pro parametr s_{21} (tj. *dopředný přenos*), maximum bylo při $f = 2,1\text{GHz}$ a to $A_{PdB} = 10.44\text{dB}$. Pro srovnání jsem do práce vložil i změřené parametry na vf zesilovači od firmy *INFINEON* (převzaty z katalogu), které jsou zobrazeny na obr. 3.25.

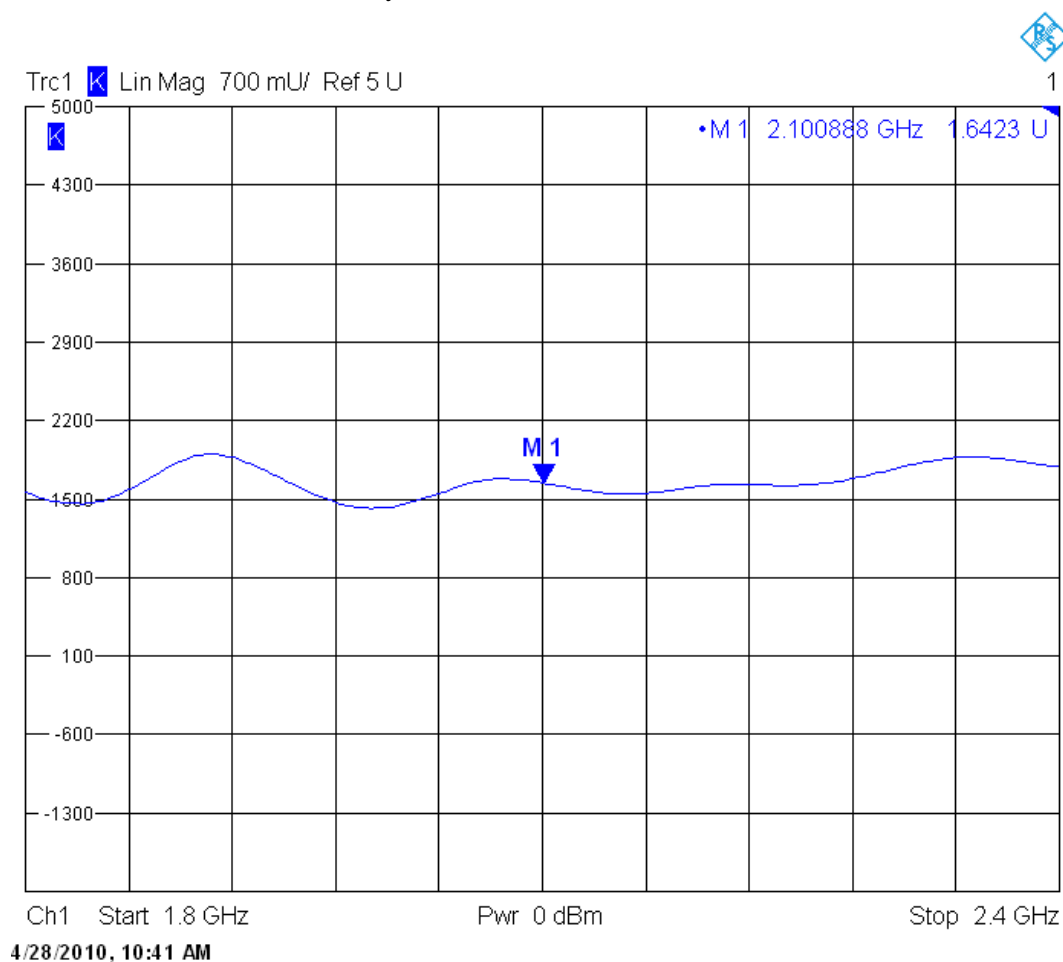


Obr. 3.25 Katalogové parametry vf zesilovače (převzato od firmy INFINEON)

Měření stability zesilovače

Dalším důležitým parametrem, který jsem na vf zesilovači měřil, byla jeho stabilita. Tento parametr je velice zásadní pro správnou činnost zesilovače (viz. 2.2.4), v této kapitole je popsán vliv a měření tohoto parametru. Dále uvedu podrobné nastavení přístroje, pro správné zobrazení tohoto parametru.

- V průvodicí zvolíme, v jakém frekvenčním rozsahu budeme měřit. Zesilovač má maximální zisk na frekvenci 2.1 GHz. Počátek (*start frequency*), tedy volíme na 1.8 GHz. A konec rozsahu (*stop frequency*) na 2,4 GHz. Abychom důkladně prozkoumali pracovní oblast zesilovače.
- Stabilita se měří pomocí tlačítka *MEAS* a v podnabídce (u VGA displeje) volíme *Stability factor*. Kde označíme, jaký faktor stability budeme měřit. Na obr. 3.26 je pro dané frekvenční pásmo zobrazen *K* – činitel stability.



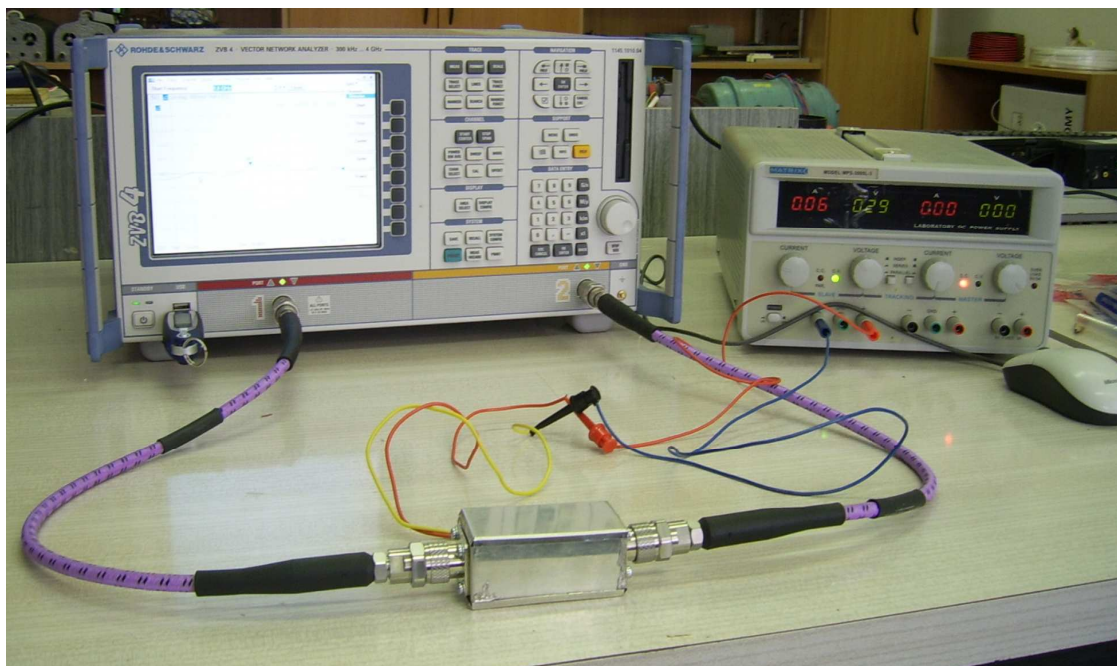
Obr. 3.26 Měření stability zesilovače

3.3.3 Zhodnocení návrhu a měření:

V této kapitole, byl prozkoumán, zkonstruován a změřen vysokofrekvenční zesilovač. Jak bylo výše uvedeno, návrh byl převzat z katalogů od firmy *INFINEON*. Konstrukce vf zesilovače byla provedena na substrátu z materiálu *CUPREXTIT*. Vstupní signál byl přiveden na vstup mikrovlnného tranzistoru, pomocí úseků nesymetrických mikropáskových vedení o charakteristické impedanci $Z_0 = 50\Omega$. Toto vedení je odděleno blokovacími kondenzátory, protože analyzátor nesnese na vstupu stejnosměrné napětí.

Měření bylo provedeno pro všechny rozptylové parametry a jsou zobrazeny na obr. 3.24. Hlavním měřeným parametrem vf zesilovače, byl zisk zesilovače. Maximum bylo zjištěno při frekvenci $f = 2,1\text{GHz}$ na hodnotě $A_{\text{pdB}} = 10,44\text{dB}$. Na obr. 3.25 vidíme průběhy s-parametrů, které byly převzaty z katalogů firmy *INFINEON*, pouze pro srovnání. Vidíme, že zde byla pracovní frekvence $f = 1,9\text{GHz}$ a zisk zesilovače byl $A_{\text{pdB}} = 13\text{dB}$. Tato chyba mohla být způsobena připojeními konektory, vloženými blokovacími kondenzátory a rozdílným substrátem použitým při výrobě vlastního zesilovače.

Posledním měřeným parametrem vf zesilovače, byla jeho stabilita. Průběh stability je na obr.3.26. Vidíme, že činitel stability na frekvenci $f = 2,1\text{GHz}$ (pracovní frekvence) se rovná $K = 1,6$. Což jasně dokazuje, že zesilovač je absolutně stabilní.



Obr. 3.27 Zapojení měřící pracoviště pro měření vf zesilovače

4. Závěr:

Měřené obvody se dělí na tři části. Z důvodů rozdílné teorie pro každý měřený obvod. Tato teorie je před každým měřením dostatečně probrána a měla by činit měření, více srozumitelnější. V příloze je uvedena sestavená laboratorní úloha, která shrnuje a rozšiřuje získané výsledky.

V práci jsem se nejprve zaměřil na prozkoumání parazitních vlastností základních obvodových prvků na vysokých frekvencích. Měřený prvek byl zapojen na konci vedení o charakteristické impedanci $Z_0=50\Omega$, toto vedení bylo realizováno pomocí nesymetrického mikropáskového vedení. Prvek byl měřen proti zkratu.

Z výsledků měření válcového odporu, lze konstatovat, že odpor se zhruba do 30 MHz chová ideálně. Nad tuto frekvenci se zde projevuje parazitní indukčnost. Parazitní indukčnost odpovídá zejména drátovým vývodům odporu a drážce v odporové vrstvě.

Keramický kondenzátor se na nízkých frekvencích chová téměř ideálně, až na zanedbatelný sériový odpor. Ale nad rezonanční frekvenci f_r , má kondenzátor již induktivní charakter. Nad touto frekvencí tedy převládá indukce vývodů nad samotnou kapacitou.

Tlumivka má induktivní charakter cca do 10MHz, nad touto frekvencí nastává paralelní rezonance. Kde přechází impedance do kapacitní oblasti. Což je způsobené mezizávitovými kapacitami a použitého feritového jádra.

Tato měření základních obvodových prvků mají spíše informativní charakter a mají potvrdit skutečnost, o jejich nepoužitelnosti pro vyšší kmitočtové pásmo. Pro prozkoumání všech užívaných prvků je zapotřebí detailnějšího měření. Obecně lze říci, že na vyšších kmitočtech je výhodnější použít namísto klasických pouzder s vývody pouzdra SMD, odpadají zde totiž parazitní indukčnosti drátových vývodů.

Druhým typem realizovaného obvodu byla mikrovlnná dolní propust. Realizovaná pomocí úseků nesymetrického mikropáskového vedení. Před její samotnou realizací, byla simulována v programu *Ansoft designer*. Při simulaci jsem se zaměřil na zobrazení vstupního činitele odrazu a dopředného přenosu. Dle simulací lze návrh mikrovlnné dolní propusti hodnotit pozitivně. Byla dodržena mezní frekvence $f_0=1GHz$ a tvar charakteristiky odpovídá teorii. Měření proběhlo ve frekvenčním rozsahu 500MHz – 3GHz. Tvar průběhů měřených charakteristik odpovídal simulaci. Jen se zde vyskytuje lehké zvlnění na straně vstupu i výstupu. Tato nesymetrie mohla být způsobena nedokonalým impedančním přizpůsobením připojených konektorů.

Posledním zkoumaným obvodem byl vysokofrekvenční zesilovač. Jehož návrh jsem převzal z katalogů firmy *INFINEON*. Vstupní signál byl přiveden na vstup mikrovlnného tranzistoru, pomocí úseků nesymetrických mikropáskových vedení o charakteristické impedanci $Z_0=50\Omega$. Toto vedení je odděleno blokovacími kondenzátory, protože analyzátor nesnese na vstupu stejnosměrné napětí. Měření bylo provedeno pro všechny rozptylové parametry. Hlavním parametrem, který byl měřen, je zisk zesilovače. Maximum bylo změřeno při frekvenci $f=2,1GHz$ na hodnotě $A_{pdB}=10,44dB$. Oproti katalogovým údajům se maximum posunulo o zhruba $2MHz$. Tato chyba mohla být způsobena připojeními konektory, vloženými blokovacími kondenzátory, rozdílným substrátem použitým při výrobě vlastního zesilovače a rozdílnou technologií při pájení samotných součástek.

Dalším důležitým parametrem vř zesilovače, byla jeho stabilita. Činitel stability na frekvenci $f=2,1GHz$ (pracovní frekvence) se rovná $K=1,6$. Což jasně dokazuje, že zesilovač je absolutně stabilní.

Cílem této práce má být jednoduchý a srozumitelný prostředek pro ovládání vektorového obvodového analyzátoru *RHODE & SCHWARZ ZVB4*. Práce se z hlediska frekvenčního rozsahu pohybuje v pásmu mikrovln. V tomto smyslu bylo celé měření koncipováno.

Závěrem bych rád řekl, že v této práci nebyly prakticky využity všechny možnosti vektorového analyzátoru. Jednak při měření ani při zobrazování rozličných parametrů. Dále by se mohla realizovat měření pro *SAW* filtry (s rozprostřenou povrchovou vlnou), pro další anténní prvky a mnohá další měření. Velmi zajímavé by mohlo být využití automatizovaného měření pomocí počítače (například pomocí *Agilent VEE*) a možnosti kalibrace pro přesnější měření.

5. Literatura

- [1] Raida Z., Počítačové řešení komunikačních systémů. Elektronické skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [2] Černohorský, D., Nováček, Z., Raida, Z. Elektromagnetické vlny a vedení. Skriptum. Brno:FEKT VUT Nakladatelství VUTIUM, 1999.
- [3] INFINEON web pages [online]. Dostupné na WWW: <http://www.INFINOEON.com>
- [4] Rohde&Schwarz, Operating Manual, R&S® ZVB Vector Network Analyzer. [online], dostupné na <http://www2.rohde-schwarz.com>
- [5] Rohde&Schwarz, Quick Start Guide, R&S® ZVB Vector Network Analyzer. [online], dostupné na <http://www2.rohde-schwarz.com>
- [6] Svačina J., Jakubová I., Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika. Elektronické skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2003.
- [7] Hanus S., Svačina J., Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika. Elektronické skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [8] Hoffmann K., Hudec P., Vysokofrekvenční a mikrovlnná měření, skriptum ČVUT-FEL, 2006.
- [9] Lapčík J., Měření na vektorovém obvodovém analyzátoru. Bakalářská práce, FEKT VUT v Brně, 2009.

6. Seznam příloh

- Příloha 1: Laboratorní úloha..... I
- Příloha 2: Katalogové listy tranzistoru BFP450..... II
- Příloha 3: Katalogové listy vf zesilovače (INFINEON)..... III
- Příloha 4: CD

